OSCILLATORI SystemVerilog ARDUINO robot wireless erogatore CUBLOC RECINTO ELETTRIFICATO debouncing avanzato PIC MikroBASIC Bluetooth CUSB22R SHIFT REGISTER

fare elettronica
www.farelettronica.com
318 DICEMBRE Mensile Anno XXVII € 6,00

Effetti luce a LED

CORSO DI MIKROBASIC: DEBUNCING AVANZATO

COME PROTEGGERE LE USCITE DI UN MICROCONTROLLORE

ROBOT CON ARDUINO

Erogatore di acqua con CUBLOC

ISSN 1591-2272
10318
9 771591 227008

Digi-Key CORPORATION
DISTRIBUTORE PREFERITO PER IL 2011
GO DIGIKEY.IT

LA RIVISTA DI ELETTRONICA PIÙ LETTA AL MONDO (OLTRE 400MILA COPIE IN 12 LINGUE) DA OGGI IN ITALIANO!

*luglio/agosto numero doppio

Creata da veri appassionati di elettronica con la produzione di molti progetti pratici, tutti originali e sempre innovativi.

Progetti di elevata qualità ideali per l'autocostruzione nei campi dei microcontrollori, audio high-end, RC modelling, RF e test & measurement.

Gli sviluppi sulle nuove tecnologie, grazie ad una serie di articoli mensili, sempre pratici e visti da angolazioni diverse.

L'unica rivista al mondo che può vantare laboratori di progettazione e di disegno dei PCB, con la produzione e vendita di kit.

Il nuovo numero ti aspetta in edicola a partire dal 20 del mese precedente*

www.elektor.it

CODICE MIP 2815290

2011 DISTRIBUTORE PREFERITO DI DISPOSITIVI DI ALIMENTAZIONE

Digi-Key®
CORPORATION

GO DIGIKEY.IT

Classificata come numero uno per il distributore preferito nel 2011 - "Dispositivi di alimentazione" dagli ingegneri elettronici del Nord America nello Studio UBM/EE Times 2011 sulle preferenze dei clienti dei distributori (giugno 2011). Digi-Key è un distributore autorizzato di tutti questi fornitori. Ogni giorno vengono aggiunti nuovi prodotti. © 2011 Digi-Key Corporation, 701 Brooks Ave. South, Thief River Falls, MN 56701, USA

CODICE MIP 2800841

sommario

318 *dicembre 2011*

Zoom in

20 EROGATORE CON CUSB 22R

Un progetto realizzato con il CuSB-22R di COMFILE che sfrutta le note potenzialità del CUBLOC, microcontrollore programmabile sia in linguaggio BASIC sia in LADDER.

di Nicola Taraschi

Progettare & costruire

26 PERCHÉ PROTEGGERE LE LINEE D'USCITA

La linee d'uscita delle porte dei nostri computer sono ovviamente indispensabili ma al tempo stesso decisamente fragili; per evitare danni irreversibili e per soddisfare le esigenze di molti utilizzatori, è importante imparare a proteggerle con una sana interfaccia.

di Giorgio Ober

34 GIOCHI DI LUCE

Questo articolo introduce un interessantissimo driver per LED, comandabile attraverso un'interfaccia I2C in grado di realizzare le più svariate tipologie di illuminazione.

di Luca Stanzani

40 CANE... "ELETTRICO"

Ovvero recinto elettrificato per contenere mandrie, greggi o per tenere fuori dal campo coltivato ospiti famelici e non invitati!

di Daniele Cappa

Imparare & approfondire

54 CORSO DI MIKROBASIC (2) ANTIRIMBALZO AVANZATO

In questo articolo tratteremo un tema sempre al centro dela progettazione elettronica: l'eliminazione del rimbalzo elettrico. Un problema che affligge gli sviluppatori e I progettisti ma che si può eliminare del tutto utilizzando diverse tecniche, sia software sia hardware.

di Giovanni Di Maria

Rispondi e... **VINCI!** *pag.* **46**

DIVERTITI E METTI ALLA PROVA LE TUE CONOSCENZE CON **ELETTRO QUIZ** E VINCI OGNI MESE ESCLUSIVI PREMI!

60 CORSO SYSTEMVERILOG : (parte settima)
INTRODUZIONE ALLA LIBRERIA OVM: SEQUENCER E AGENT
Le caratteristiche dell'oggetto "sequencer", i suoi modi d'impiego e la relativa integrazione con il driver all'interno di un agent.
di Mariano Severi

66 ESPERIMENTI CON GLI OSCILLATORI
Gli oscillatori rappresentano una classe ben precisa di circuiti senza i quali molte applicazioni elettroniche non sarebbero possibili. In questo articolo ne analizzeremo brevemente i princìpi di funzionamento e ne mostreremo alcune semplici implementazioni pratiche di Antonio Giannico

L'angolo di Mr A.Keer

80 SHIFT REGISTER (parte terza)
Il compito di sostenere l'utilità e la diffusione dei Flip-Flops D-Type spetta, questa volta, ai Registri a Scorrimento di tipo PISO, importanti per il fatto di svolgere un'attività complementare a quella assicurata dagli Shift Register di tipo SIPO.
di Giorgio Ober

Robot Zone

96 ARDUINOBOT (parte terza)
LE SCHEDE UTILIZZATE
Nel precedente articolo è stato presentato il progetto del robot ArduinoBOT. Passeremo ora ad analizzare le principali schede che ne compongono la parte elettronica.
di Adriano Gandolfo

rubriche

7	Editoriale
10	Idee di progetto
14	News
18	Eventi
46	Elettroquiz
48	Info
108	IESHOP

GLI ARTICOLI CONTRASSEGNATI COL SIMBOLO WWW sono già disponibili in formato PDF* all'indirizzo www.farelettronica.com/club
**Puoi iscriverti al CLUB di Fare Elettronica versando una piccola quota annuale.*

ABBIAMO BISOGNO DEL TUO AIUTO!
FACCI CONOSCERE LE TUE PREFERENZE VOTANDO IL TUO ARTICOLO PREFERITO SUL SITO WWW.FARELETTRONICA.COM

elenco inserzionisti

Digi-Key Corporation Pag. 1, 3
701 Brooks Ave South - 56701 Thief River Falls, MN
Tel. 800 338 4105 x1454 – www.digikey.it

Elenos Pag. 16
Via Amendola, 9 - 44028 Poggio Renatico (FE)
Tel. 0532 829965

Elettroshop Pag. 47, 63
Via Giotto, 7 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02 66504755 - www.elettroshop.com

Exposition Service Pag. 19
V.le Dante Alighieri 54 - 48022 Lugo (RA)
Tel. 0545 27548 - www.mondoelettronica.net

Farnell Italia Pag. 9
Corso Europa 20 - 22 - 20020 Lainate (MI)
Tel. 02 93995(1) - www.farnell.com

Futura Elettronica Pag. 13
Via Adige 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331 799775 - www.futuranet.it

GRIX Pag. 83
www.grix.it

MikroElektronika Pag. 6
Visegradska, 1A - 11000 Belgrade
Tel. +381 11 3628830 - www.mikroe.com

Millennium Dataware Pag. 14
Corso Repubblica 48 - 15057 Tortona (AL)
Tel. 0131 860254 - www.mdsrl.it

PCB-Pool Pag. 18
Bay 98-99 - Shannon Free Zone
Shannon - County Clare
Tel. 02 64672645 - www.pcb-pool.com

R.C.C. Pag. 15
Via G. Di Vittorio 19 - 20097 San Donato Milanese (MI)
Tel. 02 51876194 - www.rccitaly.com

RS Components IV cop
Via M. V. De Vizzi 93/95 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. 02 66058257 – rswww.it

Tecnoimprese Pag. 43
Via Console Flaminio, 19 - 20134 (MI)
Tel. 02 210.111.1 - www.fortronic.it

Teltools Pag. 92
Via Della Martinella 9 - 20152 Milano (MI)
www.teltools.it

LUPUS IN FABULA
Lecroy, 48
Microchip Technology, 16
Texas Instruments, 14
TME, 16
Toshiba, 15

CODICE MIP 2806178

250

MICROCONTROLLERS

SUPPORTED WITH A SINGLE BOARD

PIC18F4620
PIC12F635
PIC16F916
PIC16F917
PIC16F685
PIC16F76
PIC18LF13K22
PIC16F723
PIC18F4580
PIC16HV785
PIC16F870
PIC16F636
PIC18F13K50
PIC12HV609
PIC18F2423
PIC16HV610
PIC18F4585
PIC16F57
PIC18F45K22
PIC18F2620
PIC16F506
PIC16F676
PIC16F785
PIC16F684
PIC18F4553
PIC16F687
PIC16F690
PIC18F4523
PIC18F2420
PIC18F242
PIC18LF14K50
PIC18F2610
PIC18F4525
PIC18F2439
PIC18F2320
PIC18F2410
PIC18F2431
PIC16F689
PIC16F1518
PIC18F248
PIC18F2480
PIC16F914
PIC18F4520
PIC18F452
PIC18F2680
PIC16F688
PIC18F4515
PIC18F4510
PIC18F2450
PIC16F747
PIC18F2682
PIC16F677
PIC12HV615

PIC16F726
PIC18F448
PIC16F1936
PIC16F631
PIC16F505
PIC16F639
PIC18F4685
PIC12F629
PIC16F737
PIC12F675
PIC18F13K22
PIC16F737
PIC18F2221
PIC16HV616
PIC18F4682
PIC16F872
PIC18F14K50
PIC16F616
PIC16F883
PIC18F4610
PIC16F886
PIC12F609
PIC16F916
PIC18F2685
PIC18F458
PIC12F615
PIC18F2585
PIC18F2321
PIC16F526
PIC18F2331
PIC18F4539
PIC16F1933
PIC16F610
PIC18F4550
PIC18F2455
PIC18F14K22
PIC18F26J53
PIC18LF14K22
PIC18F4480
PIC18F2458

...and 167 more devices which could not fit into this ad.

EasyPIC v7
connectivity

www.easypic7.com

di MAURIZIO DEL CORSO

Il SINDACO di Silicon Valley

Questo mese ricorre l'ottantaquattre simo anniversario di Robert Noyce, co-fondatore della Faichild Semiconductor ed inventore, con Jack Kilby, del primo circuito integrato

Nasceva il 12 Dicembre 1927 in Texas, Robert Noyce, il padre dei moderni microprocessori. Fu il co-fondatore, a soli 30 anni, della Fairchild e dieci anni dopo, nel 1968 della Intel. Grazie ai primi modelli funzionanti di circuiti integrati CMOS elaborati da Noyce e Kilby, la Intel produsse il primo microprocessore della storia: l'Intel 4004. Le prestazioni non erano certamente sconvolgenti (740KHz di clock e la possibilità di indirizzare 640Byte di RAM) ma fu una vera rivoluzione per l'informatica dell'epoca. Il package era un DIP a 16 pin e per funzionare necessitava di numerosi chip di supporto quali ROM, RAM, registri, latch e gestore di I/O. Se pensiamo allo stato della tecnologia dell'epoca viene da pensare che c'era ancora molto da inventare e che fosse più semplice avere idee geniali e innovative. Oggi, dove sembra non ci sia più niente da inventare, menti geniali come quelle di Noyce, Kilby, Faggin sembrano essere cosa rara, ma ne esistono molte nascoste nei laboratori e solo nei paesi disposti ad investire in ricerca, tali menti possono emergere e rivoluzionare il mondo della tecnologia. Sfortunatamente questo non è il periodi più fertile per le rivoluzioni tecnologiche, ma c'è ancora molto da inventare e solo chi, tra i paesi industrializzati, avrà un occhio di riguardo per i ricercatori, potrà vantare di aver "cresciuto" il Robert Noyce del futuro.

in fatto di "campagne"... la nostra non ha rivali

ABBONATI SUBITO

FINO AL 40% DI SCONTO !!!

Scopri gli altri abbonamenti in offerta qui
abbonamenti.ieshop.it
e la PROMOTUTTE3

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE TECNICO
Maurizio Del Corso

Segreteria di redazione
Giorgia Generali

Comitato Scientifico
Simone Masoni (Microtest), Francesco Picchi (Microtest), Massimo Rovini (Università degli Studi di Pisa).

Art Director
Patrizia Villa

Hanno collaborato in questo numero:
Daniele Cappa, Francesco Di Lorenzo, Giovanni Di Maria, Adriano Gandolfo, Antonio Giannico, Giorgio Ober, Mariano Severi, Luca Stanzani, Nicola Taraschi.

Direzione Redazione
INWARE Edizioni srl
Via Giotto, 7 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755
Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it
www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

Pubblicitá per l'Italia
Agostino Simone
Tel. +39 347 2230684
media@inwaredizioni.it

Europe and Americas
Elisabetta Rossi
Tel. +39 328 3245956
international@inwaredizioni.it

Asia
Cybermedia Communications Inc.
Tel. +886-(0)2-2691-2785
alex@cybermedia.com.tw

Rest of the world
Inware Edizioni srl
+39 02 66504755
info@inwaredizioni.it

Stampa
Tiber
Via della Volta, 179 - 25124 Brescia

Distribuzione
Parrini & C s.p.a.
Via di Santa Cornelia, 9
00060 Formello (RM)

Ufficio Abbonamenti
INWARE Edizioni srl
Via Giotto, 7 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755
Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30.
Tel. 02.66504755
Fax 02.66508225

Abbonamento per l'Italia:
€ 55,00
Abbonamento per l'estero:
€ 115,00
Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, a **€ 9,00** oltre le spese di spedizione

Autorizzazione alla pubblicazione
Tribunale di Milano n.647
del 17/11/2003

Mensile associato all'USPI
(Unione Stampa Periodica Italiana)

© Copyright
Tutti i diritti di riproduzione o di traduzione degli articoli pubblicati sono riservati. Manoscritti, disegni e fotografie sono di proprietà di Inware Edizioni srl. È vietata la riproduzione anche parziale degli articoli salvo espressa autorizzazione scritta dell'editore. I contenuti pubblicitari sono riportati senza responsabilità, a puro titolo informativo.

Privacy
Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

Collaborare con FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Maurizio Del Corso (m.delcorso@inwaredizioni.it) e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

LE PIU' RECENTI TECNOLOGIE ELETTRONICHE

DISPONIBILI IN 24 ORE

Panasonic
LINEAR TECHNOLOGY
ANALOG DEVICES
NXP
EPCOS
OMRON
AVX
MICROCHIP
Amphenol
molex
TEXAS INSTRUMENTS
CREE
VISHAY
TE connectivity

Farnell supporta gli innovatori che guardano al futuro. Grazie a centinaia di nuove tecnologie aggiunte online ogni giorno consegnate in 24 ore, sarai sempre fra i primi a disporre delle tecnologie più recenti dai principali brand dell'elettronica.

www.farnell.com/new

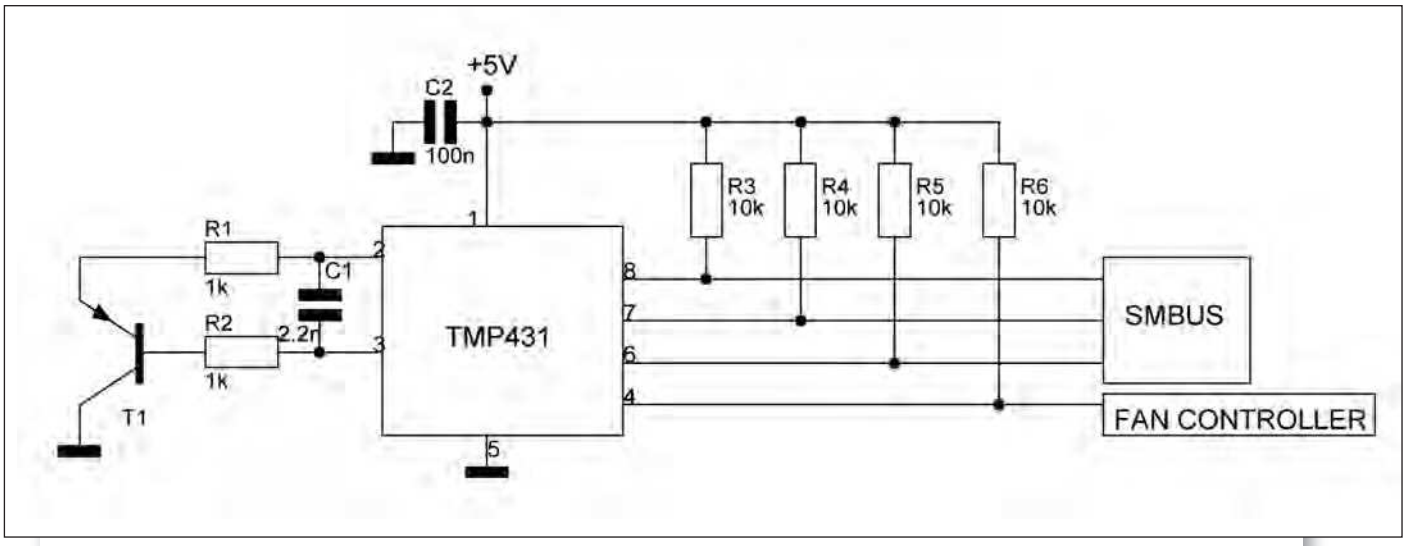
element14

www.element14.com

Farnell

Progetta con i migliori

CODICE MIP 2807425



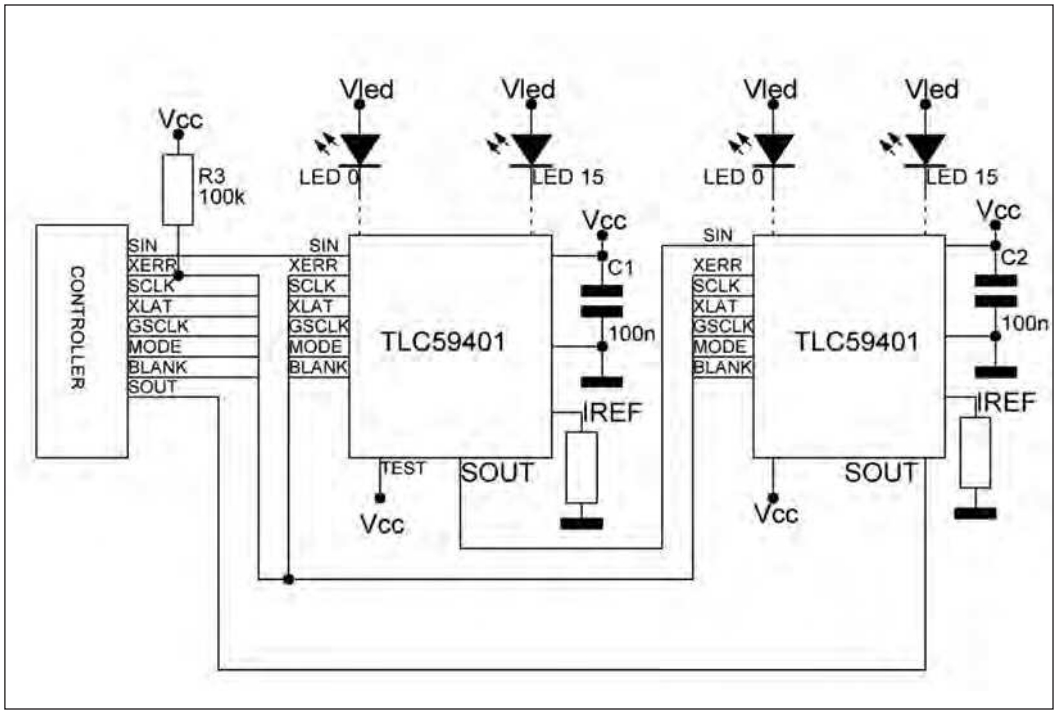
MONITOR DI TEMPERATURA

Il TMP431 è un dispositivo che rileva in maniera remota la temperatura. Per monitorare la temperatura si possono utilizzare diodi o transistor NPN o PNP. Inoltre questo integrato include la possibilità di compensare in temperatura.

La tensione di funzionamento va da 0,5 a 7 V.

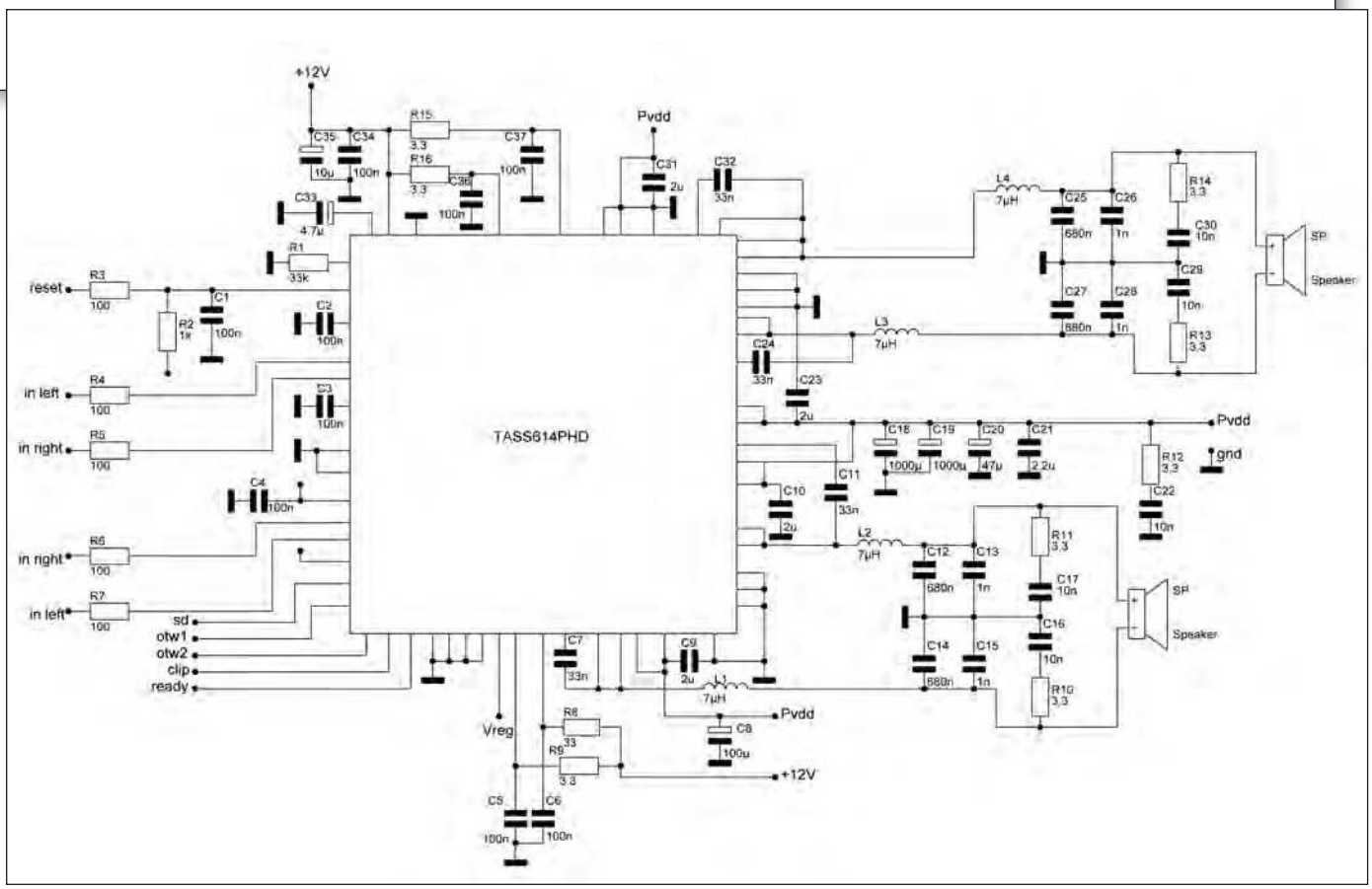
LED CONTROLLER

In figura è riportata una connessione a cascata di integrati TLC59401. Questo integrato prodotto da Texas, è in grado di pilotare e controllare 16 LED contemporaneamente su 16 canali indipendenti. Il pilotaggio dei LED viene effettuato mediante modulazione PWM. La tensione di alimentazione è di 5 V e fornisce in uscita una corrente massima di 120 mA per ogni canale.



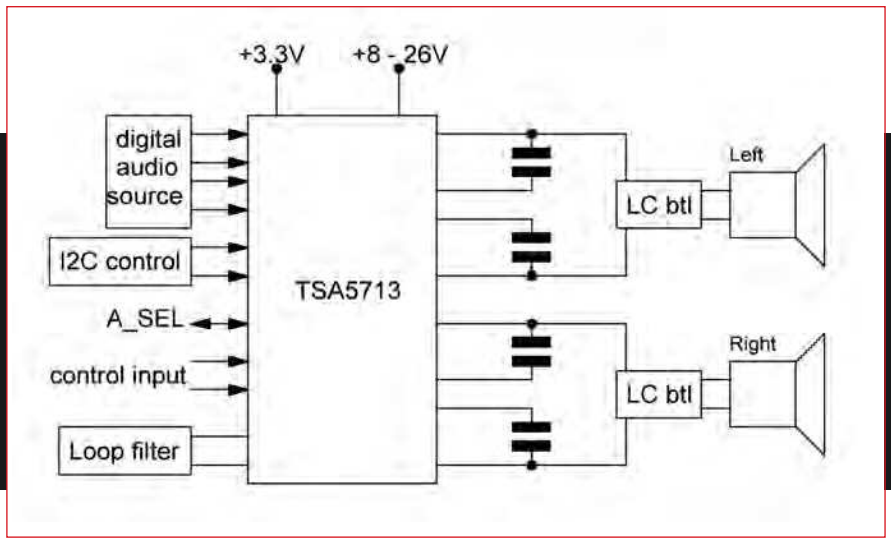
Ampli da 50 W

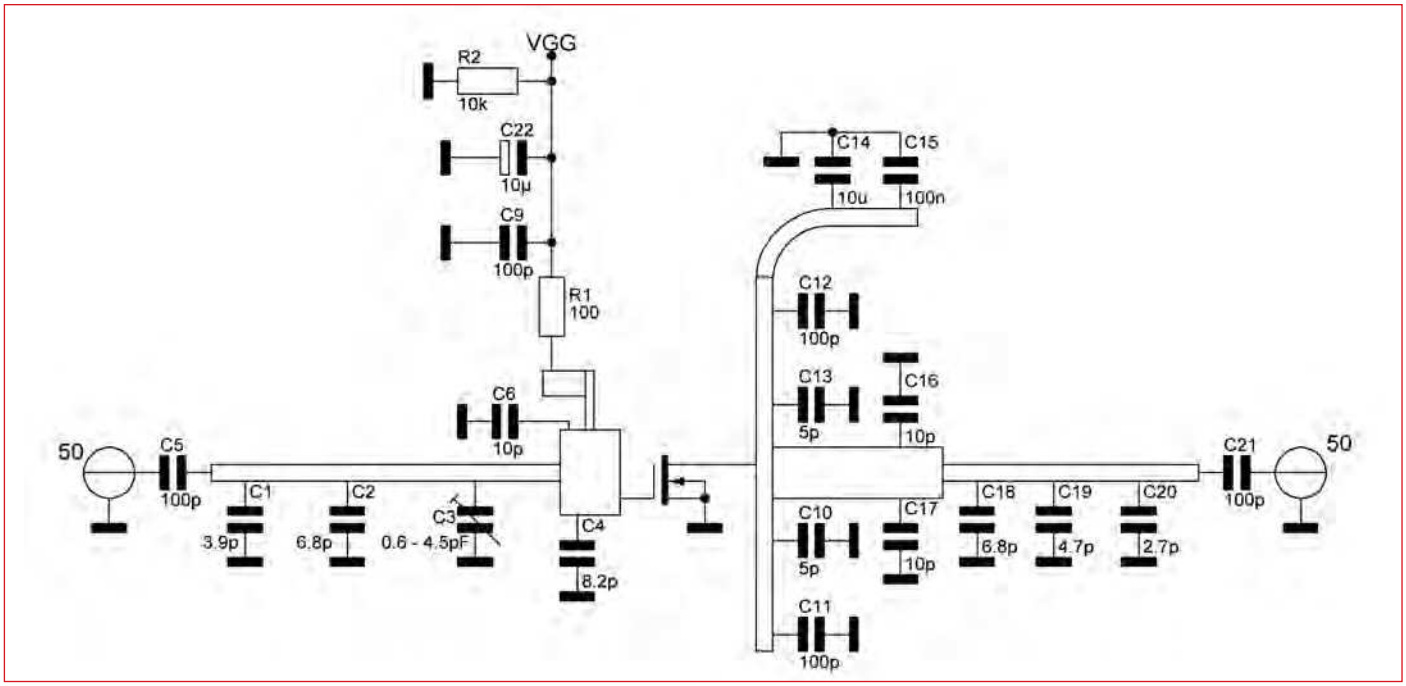
Nella figura è riportato un amplificatore basato su TASS614PHD, un integrato prodotto da Philips, che fornisce una potenza di uscita di 50 W. Viene alimentato con tensione singola di +12 V. Oltre al comune pin di reset ha anche altri pin di controllo interfacciabili con un microprocessore.



CONTROLLER PER SENSORI HALL

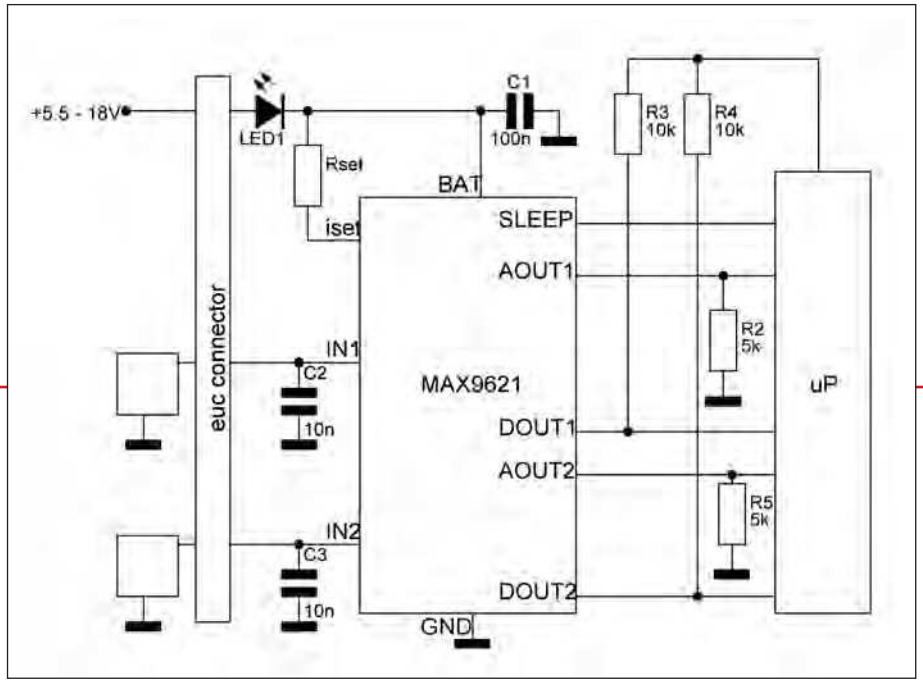
Il MAX9621 è un integrato SMD a 10 pin in grado di interfacciare due sensori a effetto Hall. Il dispositivo fornisce due coppie di uscite indipendenti, una analogica e una digitale. Questo integrato può essere alimentato con una tensione da +5.5 V a 18 V.





Trasmissioni RF

Il BLF881 è un transistor impiegato in applicazioni di trasmissione RF per impianti televisivi e per applicazioni industriali. È in grado di erogare una una potenza di 140 W, con una frequenza di 1 GHz. La robustezza e larghezza di banda lo rendono ideale per applicazioni di trasmissione digitale.



GESTIONE USB

In figura è mostrato lo schema a blocchi di un TSA5713, un integrato prodotto da Philips che permette la gestione di vari dispositivi quali penne USB, memory card ecc. Integra anche due pin per il collegamento ad un bus I2C.

Conosci bene ARDUINO?

Vuoi realizzare un telecontrollo GSM per gestire e monitorare a distanza impianti di riscaldamento/condizionamento o apparecchiature elettriche di vario genere?

made in Italy

La soluzione è...

TiDiGino

la piattaforma hardware open-source, flessibile, semplice da utilizzare e alla portata di tutti.

Sviluppa il tuo controllo remoto basato su ARDUINO!

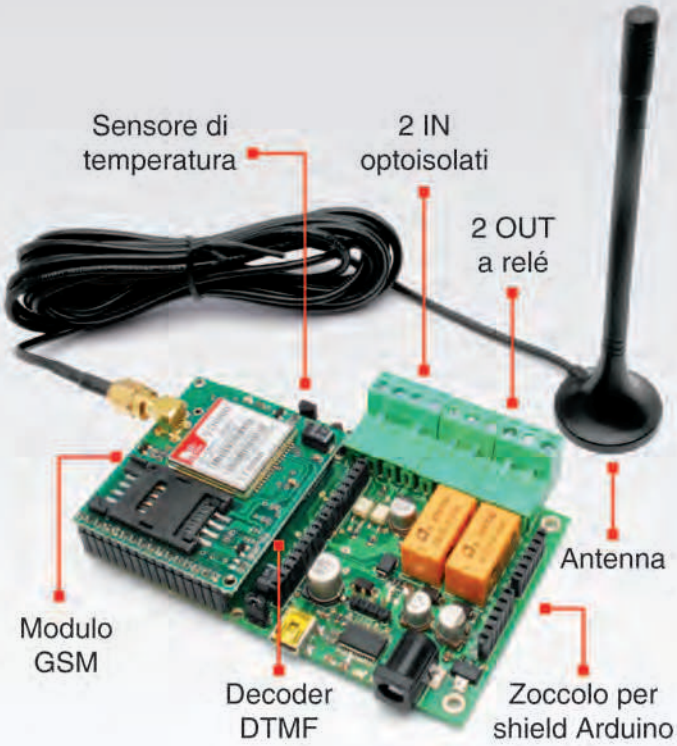
Con TiDiGino potrai ad esempio monitorare e impostare da remoto la temperatura ambiente di casa tua, gestendo l'impianto di riscaldamento/condizionamento, controllare pompe ed impianti di irrigazione, antifurti per immobili civili ed industriali, l'apertura di porte o cancelli, e molto altro ancora.

Lo zoccolo disponibile sulla scheda TiDiGino ti permette di utilizzare shield per Arduino progettati per svolgere specifiche funzioni utili ad ampliare le risorse hardware e le potenzialità applicative dell'unità.

Il telecontrollo GSM dispone di:

- ✓ Modulo GSM con SIM900 completo di antenna.
- ✓ Decoder DTMF.
- ✓ 2 uscite a relé.
- ✓ 2 ingressi optoisolati.
- ✓ Sensore di temperatura.
- ✓ Zoccolo per il montaggio di shield ARDUINO.
- ✓ Porta USB per programmazione (IDE ARDUINO).

Grazie alla disponibilità di librerie per la gestione della sezione GSM, ed alcuni esempi per testare le funzionalità hardware, potrai realizzare il tuo progetto ancora più facilmente.



Il telecontrollo GSM TiDiGino (cod. FT924M) viene fornito programmato con bootloader. Sketch di esempio e informazioni tecniche dettagliate disponibili su ***www.futurashop.it****.*

€ 138,00 *cod.* **FT924M**

CODICE MIP 2797244

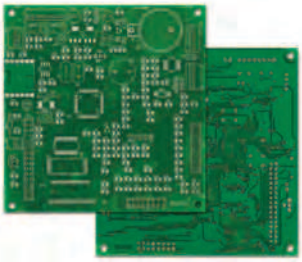
FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 • 21013 GALLARATE (VA)
Tel. 0331/799775 • Fax 0331/792287
www.futurashop.it

Prezzi IVA inclusa.

Disponibile presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA). Caratteristiche tecniche e vendita on-line: *www.futurashop.it*

plug in



I NOSTRI CIRCUITI STAMPATI HANNO DEI COMPONENTI UNICI. SU MISURA PER VOI.

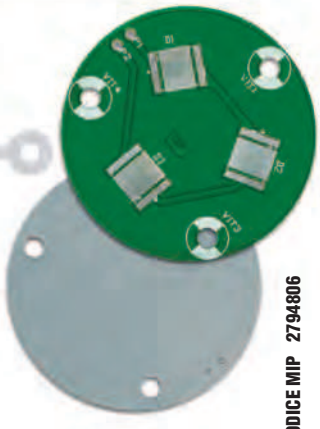
SINGOLA E DOPPIA FACCIA CON FORO METALLIZZATO; CON SOLDER E SERIGRAFIE PER UNO STAMPATO DI ALTA QUALITÀ O SOLO PISTE STAGNATE PER UN PROTOTIPO A BASSO COSTO

velocità
TEMPO DI CONSEGNA GARANTITO: 24 ORE O I CIRCUITI SONO GRATIS

qualità
I CIRCUITI VENGONO SOTTOPOSTI A TEST ELETTRICO E ACCOMPAGNATI DAL CERTIFICATO DI GARANZIA*; TUTTI I CIRCUITI SONO REALIZZATI SU LAMINATO Panasonic

novità
DA OGGI, ALLO STESSO PREZZO E ALLE STESSE CONDIZIONI DEI NOSTRI CIRCUITI DOPPIA FACCIA È DISPONIBILE IL LAMINATO IN ALLUMINIO AD ALTISSIMA DISSIPAZIONE TERMICA INDISPENSABILE PER LA REALIZZAZIONE DI PROGETTI CON LED AD ALTA LUMINOSITÀ E OVUNQUE SIA RICHIESTO UN ELEVATO GRADO DI DISSIPAZIONE

facilità
PER CHIARIMENTI, DETTAGLI SULLE NOTE TECNICHE, ORDINI:
www.mdsrl.it
PREVENTIVO ANONIMO, GRATUITO E IMMEDIATO



CODICE MIP 2794806

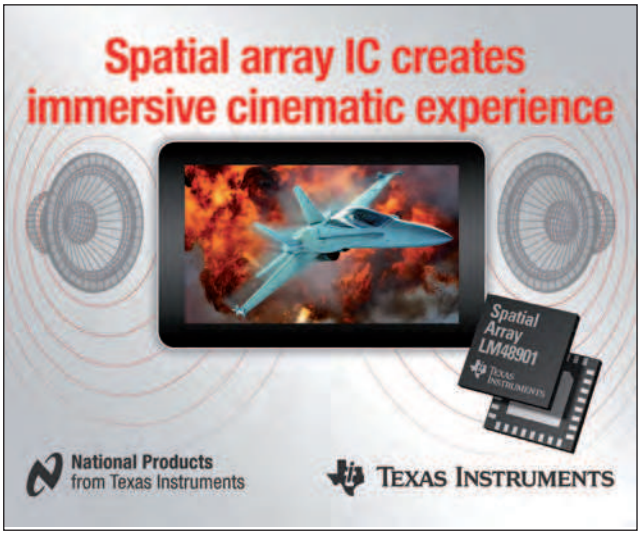
*la certificazione sarà rilasciata solo per circuiti con consegna oltre le 48 ore

md millennium dataware
produciamo circuiti stampati

Parco scientifico e tecnologico
15050 Rivalta Scrivia - Tortona (AL)
tel. 0131 860.254 fax 0131 860157 info@mdsrl.it

Il dispositivo per array spaziali

Texas Instruments ha annunciato un nuovo circuito integrato ideato allo scopo di semplificare la progettazione e la programmazione di sistemi audio con migliori caratteristiche di spazializzazione del suono (per indurre nell'ascoltatore una percezione più precisa della posizione delle sorgenti sonore) per prodotti portatili che utilizzano più altoparlanti. L'array spaziale quadruplo in classe D LM48901 è il capostipite di una



nuova famiglia di integrati audio che utilizza l'elaborazione del suono distribuito accoppiata alla tecnologia ad array di altoparlanti per produrre una fruizione audio coinvolgente in applicazioni dove lo spazio è limitato. LM48901 e il relativo tool software permettono di risolvere questo problema con una programmazione estremamente semplice degli effetti audio che trasforma un soundstage ridotto in una fruizione sonora coinvolgente che può essere resa disponibile sull'intera gamma di prodotti di un costruttore, dai tablet ai sound bar con un numero di altoparlanti compreso tra 2 e 16.

CODICE MIP 2814252

Da Toshiba altri processori per il riconoscimento immagini

Toshiba Electronics Europe ha annunciato l'imminente lancio di una nuova serie di processori dedicati al riconoscimento di immagini in applicazioni automobilistiche. La serie Visconti™2 (TMPV7500) è progettata per sistemi avanzati di assistenza al conducente (ADAS) che utilizzano telecamere installate nel veicolo. Le applicazioni comprendono sistemi di segnalazione di cambio accidentale di corsia, rivelatori di presenza pedoni e veicoli, dispositivi di riconoscimento della segnaletica stradale e sistemi di assistenza al parcheggio. Il chip TMPV7506XBG comprende gli acceleratori grafici originali sviluppati da Toshiba per il riconoscimento di persone, ed è in grado di rivelare la presenza di pedoni anche durante il giorno, oltre alla normale individuazione notturna. La capacità di gestire quattro telecamere a colori permette di discriminare sia la luminosità che del colore degli oggetti individuati, consentendo il riconoscimento di semafori e segnali stradali. Poiché permette di collegare fino a quattro telecamere contemporaneamente, il chip TMPV7506XBG può essere utilizzato anche in sistemi di assistenza al parcheggio con "vista a volo di uccello", che impiegano immagini sintetizzate con gli elementi grafici catturati da più telecamere.

CODICE MIP 2814485

ADC SAR
seriale pseudo-differenziale a 18bit e 1,6Msps

Linear Technology Corporation presenta l'LTC2369-18, un ADC SAR seriale pseudo-differenziale a 18bit e 1,6Msps che offre eccellenti livelli SNR e THD (rispettivamente di 96,5dB e di 120dB) e supporta al contempo un range di ingressi unipolari tra 0 e 5V. L'ingresso pseudo-differenziale semplifica i requisiti del driver del convertitore e consente di utilizzare un funzionamento single-ended sfruttando al contempo il vantaggio della riduzione di segnali indesiderati comuni a entrambi gli ingressi. Questo riduce la complessità e semplifica la conformità ai requisiti di potenza nella catena del segnale. Con una tensione di alimentazione minima di 2,5V, l'LTC2369-18 consuma appena 18mW e dispone di una modalità di spegnimento a bassa potenza che fa scendere i consumi a soli 2,25µW.

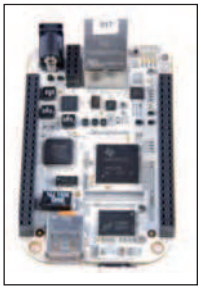
CODICE MIP 2814479

MICROCONTROLLER PIC32 PIÙ PICCOLI ED ECONOMICI

Microchip annuncia una nuova serie di microcontroller PIC32 a 32-bit e a pin-count ridotto capaci di erogare prestazioni fino a 61 DMIPS in package fino a 5 mm x 5 mm. Destinati alle applicazioni con vincoli di costo e di ingombro, i nuovi MCU PIC32 MX1 e MX2 rappresentano i PIC32 più piccoli ed economici. I nuovi PIC32 MX1 e MX2 includono fino a 32 KB di memoria Flash e 8 KB di SRAM; due interfacce I2S per l'elaborazione audio; una periferica CTMU Microchip per la gestione di tasti capacitivi tattili mTouch™ o di sensori avanzati; una interfaccia PMP a 8-bit per memoria grafica o esterna. I nuovi dispositivi prevedono un ADC on-chip a 10-bit, 1 Msps e 13-canali, e delle periferiche USB 2.0 e di comunicazione seriale. Gli MCU introducono nella linea di prodotti PIC32 ben otto nuovi package, da 28- a 44-pin e sono supportati dall'ambiente di sviluppo MPLAB® X IDE. La prestazione Peripheral Pin Select di Microchip facilita ulteriormente lo sforzo di progettazione consentendo agli sviluppatori di rimappare la maggior parte dei pin legati alle funzioni digitali del chip e ottimizzando in modo significativo il layout e la modifica del progetto. Per semplificare la migrazione, i nuovi dispositivi sono compatibili con la linea di prodotti Microchip PIC24F a 16-bit.

CODICE MIP 2814447

BeagleBone, la nuova piattaforma hardware open source



BeagleBone, basata su un microprocessore AM335x ARM Cortex™-A8 Sitara™ di Texas Instruments, offre ai progettisti una soluzione per lo sviluppo open source. Grazie al kernel Linux che riduce la complessità delle funzionalità di I/O attraverso l'uso di applicazioni con interfaccia e driver esistenti, sviluppare progetti con sensori e controlli sulla piattaforma BeagleBone risulta semplice. Su BeagleBone viene eseguito il sistema operativo Linux con funzionalità complete, inclusi scipting nativo e strumenti di compilazione. Inoltre, fornendo su chip MAC Ethernet, USB con PHY e convertitori A/D, nonché numerose altre periferiche, la piattaforma consente di ridurre al massimo la necessità di componenti esterni. È possibile utilizzare BeagleBone come una scheda di sviluppo autonoma o come componente aggiuntivo per altre piattaforme BeagleBoard o per i PC per collegare migliaia di sensori e periferiche. BeagleBone fornisce oltre 60 sistemi I/O standard da 3,3 V configurabili e consente di attivare cinque porte seriali, due bus I2C, timer, moduli di gestione dell'alimentazione, SPI e altro. E' possibile alimentare la scheda utilizzando un singolo cavo USB e puntare il browser Web sulla stessa per usufruire di una maggiore semplicità di sviluppo e della compatibilità con Windows, Mac e Linux. L'hub USB integrato consente di aggiungere ulteriori connessioni simultanee a console seriali di livello base e a funzionalità ampiamente supportate di debug hardware JTAG.

CODICE MIP 2814322

CERCASI

Affermata Società italiana nel settore telecomunicazioni broadcast seleziona progettisti esperti in elettronica digitale, microprocessori, FPGA, protocolli, sviluppo firmware e software.

Inviare curriculum a:

CODICE MIP 2813676

TME accordo di distribuzione con Schurter

TME Electronic Components

TME è diventata distributore ufficiale dell'azienda Schurter, produttore svizzero leader nella produzione di elementi passivi, elettromeccanici professionali per i segmenti IT, Telecom e anche nel settore aereo e medico. Schurter da molti anni si caratterizza per l'alto livello d'evoluzione nell'offerta di servizi, sia nei contatti con i clienti, sia nella produzione dei materiali utilizzando le tecnologie più evolute. Grazie a questa politica, i prodotti Schurter sono innovativi e si contraddistinguono per l'alto livello di sicurezza d'utilizzo. Inoltre, nell'ultimo periodo Schurter realizza prodotti in conformità alle direttive della protezione ambientale.

CODICE MIP 2814481

entra in un mondo di contenuti digitali

CLUB DELLE RIVISTE

E-BOOK

ANNATE IN PDF

Fare elettronica DIGITAL EXTRA

il riferimento per tutta l'elettronica sul tuo PC o TABLET

E-BOOK

I migliori libri di elettronica in formato e-book.
Puoi leggere e stampare i capitoli o le pagine di interesse (ad alta risoluzione) e installare i software eventualmente trattati nei volumi.

ANNATE IN PDF

Le annate complete delle riviste Fare Elettronica, Firmware ed Elektor in comodi file zip navigabili o masterizzabili su CD o DVD completi di tutte le riviste (e relativi downloads) uscite nei vari anni, da non perdere!

CLUB DELLE RIVISTE

Scarica illimitatamente per un anno centinaia di articoli pubblicati sulle riviste Fare Elettronica e Firmware.

Fare elettronica DIGITAL EXTRA

Monografie di elettronica in formato digitale: raccolte di progetti completi, CNC e microcontrollori.

www.ieshop.it

INWARE EDIZIONI

CODICE MIP 2815334

e weekly
elektor newsletter

Iscriviti gratuitamente a E-weekly adesso

Vuoi essere aggiornato con le novità dal mondo dell'elettronica e dell'informatica?
Sei alla ricerca di suggerimenti, informazioni e offerte interessanti?
Iscriviti adesso a E-weekly, la newsletter gratuita di Elektor.

I tuoi benefici:
- le ultime news dell'elettronica nella tua casella di posta puntualmente ogni venerdì
- accesso gratuito all'archivio news sul sito Elektor
- sarai autorizzato a scrivere e ad aprire topics sul nostro forum.

Registrati oggi su
www.elektor.it/newsletter
anche dal tuo smartphone!

CODICE MIP 2814185

eventi

17-18 dicembre 2011

Marc di Genova

Al MARC saranno presenti numerosi espositori che rivenderanno prodotti di diverse categorie merceologiche: dalla componentistica elettronica a quella informatica, dalla ricezione satellitare alla telefonia cellulare, periferiche da gioco e molto altro. Clicca sul pulsante sottostante o sulla voce di menù in alto per accedere all'elenco completo degli espositori e alle loro informazioni..

Dove: *Genova*

Quando: *17-18 Dicembre 2011*

Orari: *9.00-18.30*

Organizzazione: *Studio Fulcro*

Info: www.studio-fulcro.it

CODICE MIP 2813867

21-22 gennaio 2012

EXPOELETTRONICA

Modena

Ogni anno Expo Elettronica alla Fiera di Modena "apre" il calendario delle fiere di Elettronica & Co. L'appuntamento modenese si preannuncia ricco di espositori e prodotti, come sempre tantissimi e di vario impiego: computer, software, periferiche, telefonia fissa e mobile, video games, home entertainment, ricezione satellitare, piccoli elettrodomestici, accessori, ricambi e strumentazioni varie. Altrettanto assortito il settore del "fai da te" con kit per auto costruzione, surplus, schede, circuiti. Parallelamente a Expo Elettonica si svolgono Colleziosa, mostra mercato dedicata al collezionismo in genere e Photo Cine Video per gli appassionati di macchine fotografiche e accessori nuovi, usati e da collezione.

Dove: Modena

Quando: 21-22 Gennaio 2012

Orari: dalle 9.00 alle 18.00

Organizzazione: Blunautilus

info: www.expoelettronica.it

CODICE MIP 2814988

28-29 GENNAIO 2012

RADIANT

Dal 2002 la periodicità è divenuta quadrimestrale con appuntamenti fissi nei mesi di gennaio, giugno e ottobre. In un'animata carrellata tra passato e futuro, la Rassegna si configura in tre settori:
MOSTRA-MERCATO (apparati e componenti per telecomunicazioni, Internet e ricetrasmissioni di terra e satellitari, antenne, elettronica, informatica, telefonia statica e cellulare, hobbistica ed editoria)
BORSA-SCAMBIO (surplus radioamatoriale, informatico ed elettronico)
RADIOANTIQUARIATO (radio d'epoca, grammofoni, valvole, ricambi, dischi in vinile, schemari ed editoria specializzata). Attualmente RADIANT, che si sviluppa su una superficie espositiva superiore ai 10.000 mq. coperti, con più di 180 espositori per edizione ed oltre 40.000 visitatori annui, è considerata la più importante Mostra-Mercato nazionale del suo settore. Fra le categorie merceologiche ricordiamo: elettronica, informatica, telefonia, radiantismo, editoria, tv satellitare, hobbistica, surplus, radio d'epoca
Dove: *Novegro (MI)*
Quando: *28-29 Gennaio 2012*
Orari: *dalle 9.00 alle 18.00*
Organizzazione: *Comis*
info: www.parcoesposizioninovegro.it

CODICE MIP 2814990

4-5 febbraio 2012

MONDO ELETTRONICA RAVENNA

Nella suggestiva cornice del PALAZZO MAURO DE ANDRE', il polo fieristico della città di Ravenna, che ospita fiere, mostre-mercato e meeting nazionali, SABATO 4 e DOMENICA 5 FEBBRAIO si svolgerà il prestigioso appuntamento dedicato al mondo dell' elettronica, dell'informatica, della telefonia, del digitale, etc.
Dove: *Ravenna*
Quando: *4-5 Febbraio 2012*
Orari: *dalle 9.00 alle 18.00*
Organizzazione: *Exposition Service*
info: www.mondoelettronica.net

CODICE MIP 2814992

CODICE MIP 2798318

di NICOLA TARASCHI

Erogatore con CuSB-22

CuSB-22R di COMFILE unisce alle note potenzialità del CUBLOC – microcontrollore programmabile sia in linguaggio BASIC sia in LADDER, – l'integrazione in un unico modulo del microcontrollore, la connessione diretta di ingressi e uscite digitali di potenza e l'alimentazione a 220 V AC. Allo scopo di testarlo, abbiamo implementato alcune applicazioni a livello essenzialmente didattico

La prima applicazione **(figura 2)** è basata sul riempimento di un contenitore di liquido. Su una base circolare viene posto un recipiente con un fondo opaco. La base poggia su tre microinterruttori da circuito stampato disposti elettricamente in serie e geometricamente a 120° che commutano al raggiungimento di circa 300 grammi complessivi di peso del recipiente. Premendo il pulsante di START una pompa immersa situata in un serbatoio adiacente manda acqua al recipiente se:

- il bicchiere non è già pieno:
- è presente il bicchiere sulla base (rilevato da una fotocellula);
- il livello del serbatoio è superiore a un valore minimo, per assicurare il pescaggio della pompa.

Il livellostato **(figura 3)**, reperibile comunemente in commercio, consta di un cilindro fisso all'interno del quale vi è un contatto reed, mentre all'esterno scorre un anello mobile contenente un magnete. La spinta idrostatica muove il magnete e determina l'apertura o la chiusura del contatto. In aggiunta, un sensore di temperatura, un NTC 10 K, permette la determinazione della temperatura del liquido. La pompa utilizzata è una comune pompa per acquario.

I COLLEGAMENTI

1. Il pulsante di start, l'insieme dei microswitch rilevatori del peso, il livellostato, sono ingressi digitali e vanno collegati rispettivamente alle porte 33, 32, 34 **(figura 4)**.

2. La fotoresistenza fa parte di un semiponte **(figura 5)**: quando il recipiente non è presente la sua resistenza (in presenza della luce ambiente) è minima. La resistenza è invece massima quando la luce è coperta dal recipiente. La tensione del punto A va alla porta analogica 0. Lo stesso tipo di collegamento viene utilizzato per la sonda di temperatura, il cui segnale va alla porta analogica 5.

3. La pompa in CA va collegata all'uscita digitale 46 **(figura 6)**.

Nella realizzazione fisica del dispositivo abbiamo "incapsulato" il modulo nella scatola di un alimentatore per PC adattato allo scopo e sfruttandone la presa dell'alimentazione. Sulla stessa scatola sono stati collocati i morsetti degli ingressi e la presa per la pompa. Un comportamento anomalo del programma è stato eliminato collegando la terra del modulo alla terra dell'alimentazione. Nel progetto manca uno schema dell'hardware: infatti abbiamo aggiunto, a parte i componenti del processo, due sole resistenze!

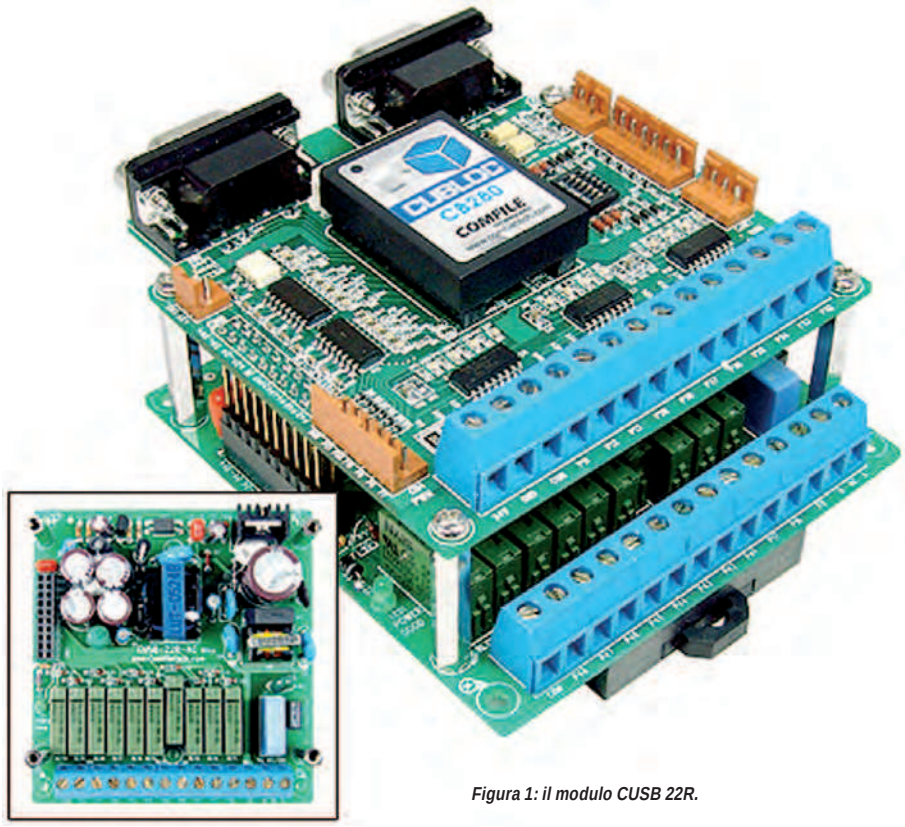


Figura 1: il modulo CUSB 22R.

IL SOFTWARE

Il programma sul CUBLOC è articolato in modo semplice. Dapprima vengono lette le porte di ingresso (pulsante, peso, livello) e la temperatura. La gestione della lettura di quest'ultima viene gestita dalla FUNCTION NTC_10K che, assegnata la porta come parametro, la determina in base allo schema circuitale e all'equazione che nel NTC lega resistenza elettrica e temperatura. Altre soubroutine vengono utilizzate per semplificare la visualizzazione dei dati sul monitor del CUBLOC.

Il programma esegue fra le istruzioni DO e LOOP un ciclo ripetitivo. La variabile START=1 quando viene premuto il pulsante di START. La stessa variabile viene azzerata se il peso è stato raggiunto, o è assente il recipiente o il livello è insufficiente. La pompa viene avviata solo se la

LISTATO 1

Il programma sul CUBLOC

```
Const Device = CB280
Dim a As Byte
Dim num1 As Integer
Dim b As Byte
Dim c As Byte
Dim d As Integer
Dim start As Integer
Dim st As String
Dim i As Integer
Dim liv As Integer
Dim r As Single
Dim temp As Single
Set Debug Off
' se su monitor
'SET DEBUG ON
Out 46,0
start=0
Debug clr
st="programma  erogatore            "
scrivist 1,st
Low 5
Do
b=In(33)
a=In(32)
liv=In(34)
d=Adin(0)
If b=1 Then st="pulsante start =ON "
If b=0 Then st="pulsante start =OFF"
scrivist 2,st
If a=1 Then st="peso           =ON "
If a=0 Then st="peso           =OFF"
scrivist 3,st
If liv=1 Then st="livello ok         "
If liv=0 Then st="livello       basso"
scrivist 2,st
st="fotocellula                  ="
scrivi 4,st,d,0
If b=1 Then start=1
If a=1 Then start=0
If d>50 Then start=0
If liv=0 Then start=0
If d>50 Then st="bicchiere non presente"
If d<50 Then st="bicchiere     presente"
scrivist 5,st
temp=ntc_10k(5)
st="temperatura serbatoio        ="
scrivi 6,st,temp,1
If start=1 Then Out 46,1
If start=0 Then Out 46,0
If start=1 Then st="pompa  ON "
If start=0 Then st="pompa  OFF"
scrivist 7,st
'oscurare questa chiamata se SET DEBUG ON
seriale
delay 300
Loop
Sub scrivi(riga As Integer,s As String,num As
Single,decim As Integer)
   ….
   Sub scrivist(riga As Integer,s As String)
   …….
     'provaseriale
Sub seriale()
Bclr 0,1
Opencom 0,9600,18,9,45
Bclr 1,2
For i=1 To 9
If i=1 Then num1=b+1000
If i=2 Then num1=a+2000
If i=3 Then num1=d+3000
If i=4 Then num1=liv+4000
If i=5 Then num1=start+5000
If i=7 Then num1=7777
If i=8 Then num1=8888
If i=9 Then num1=9999
If i<>6 Then
st=Dp(num1,5,0)
End If
If i=6 Then
st=Fp(temp,4,1)
End If
Putstr 0,st
Next
End Sub
'lettura NTC 10 kohm
'semiponte con R=1k a GND
'ntc fra resistenza 1 k e +5V
Function ntc_10k(porta As Integer) As Single
……….
```

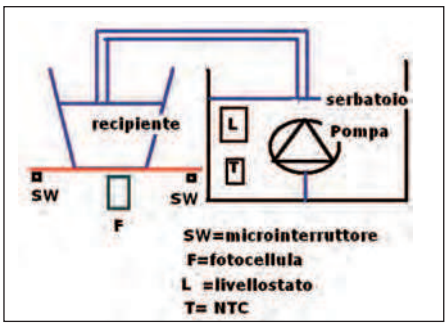


Figura 2: schema dell'applicazione.

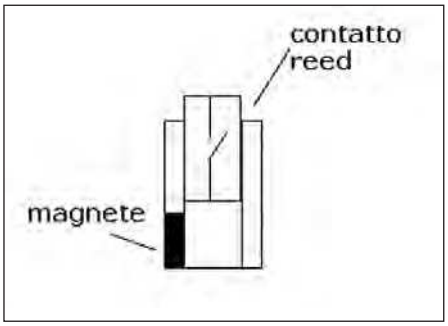


Figura 3: il livellostato.

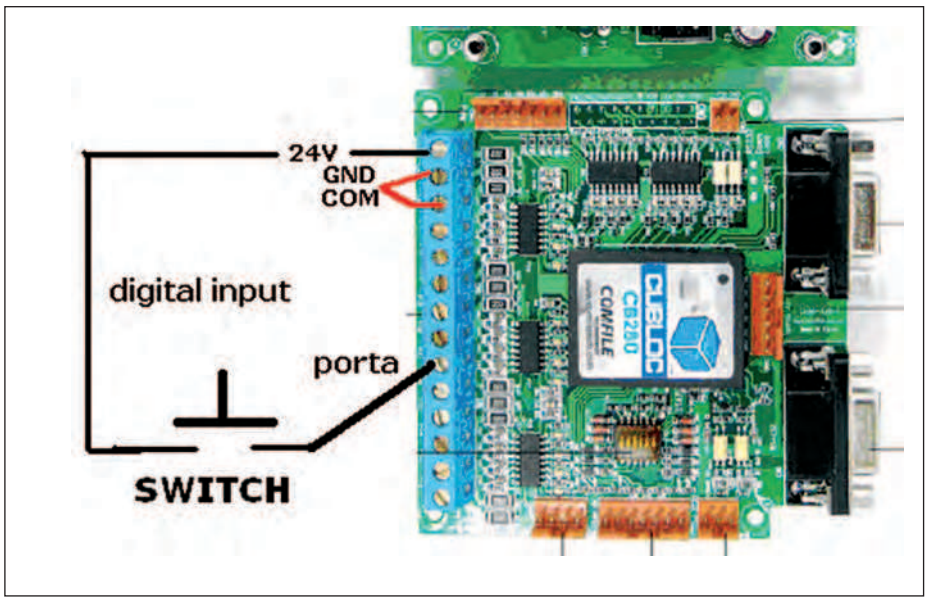


Figura 4: collegamento degli ingressi digitali.

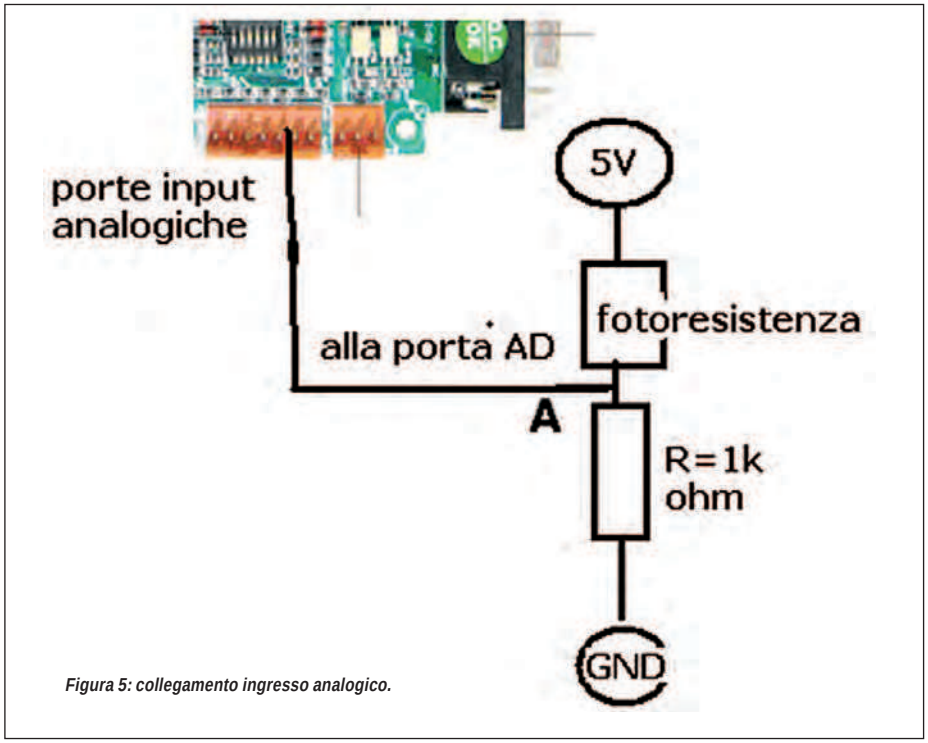


Figura 5: collegamento ingresso analogico.

variabile START è 1. La visualizzazione con il monitor del CUBLOC è riportata nella **figura 7**.

Per migliorare l'aspetto visivo del funzionamento abbiamo utilizzato la comunicazione seriale con il PC e, tramite apposito software in DELPHI 6, la visualizzazione in tempo reale dello stato del processo. Se il programma viene eseguito con la visualizzazione diretta sul monitor occorre porre *Set Debug ON* e "oscurare" la chiamata alla routine **seriale** (ponendo un apice: 'seriale),mentre se la visualizzazione avviene su PC occorre porre *Set Debug OFF* e attivare la chiamata alla routine *SERIALE* che invia lo stato del processo al PC. Il software in DELPHI setta la comunicazione seriale, sulla porta specificata dall'utente, con gli stessi parametri impostati sul CUBLOC, e con lo stesso intervallo temporale (300 ms). Effettuata la connessione (tramite il bottone) lo stato delle variabili viene visualizzato sullo schermo anche sfruttando le immagini dei componenti (figura 8). Il listato del programma sul CUBLOC, l'eseguibile sul PC e il sorgente in DELPHI sono disponibili sul sito web di "Fare Elettronica".

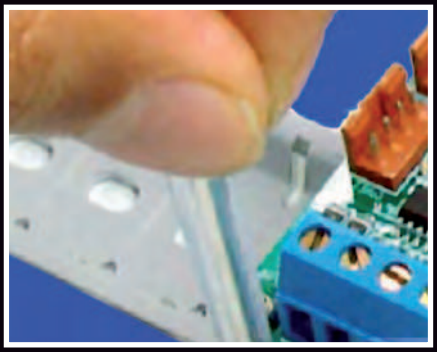
IL LADDER

La stessa applicazione, mantenendo inalterato l'hardware, può essere implementata in LADDER **(figura 8)**, dove le linee implementano la stessa logica espressa in BASIC. La prima linea attiva la pompa se viene premuto il pulsante di START. La seconda e le successive la disattivano se sono raggiunte le condizioni specificate.

APPLICAZIONI E CONCLUSIONI

Il sistema (nella **figura 9** il prototipo in versione artigianale ma perfettamente funzionale) può essere utilizzato come stazione di riempimento automatico ma il vero scopo del progetto, pur volendo proporre un sistema reale, non è legato all'applicazione.

Come enunciato all'inizio, questo modulo consente, con un modesto hardware, di



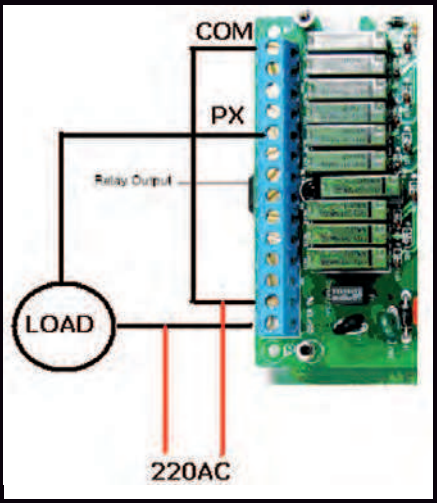


Figura 6: collegamento di un'uscita di potenza in alternata; PX rappresenta la porta generica.

Figura 7: la visualizzazione sul monitor.

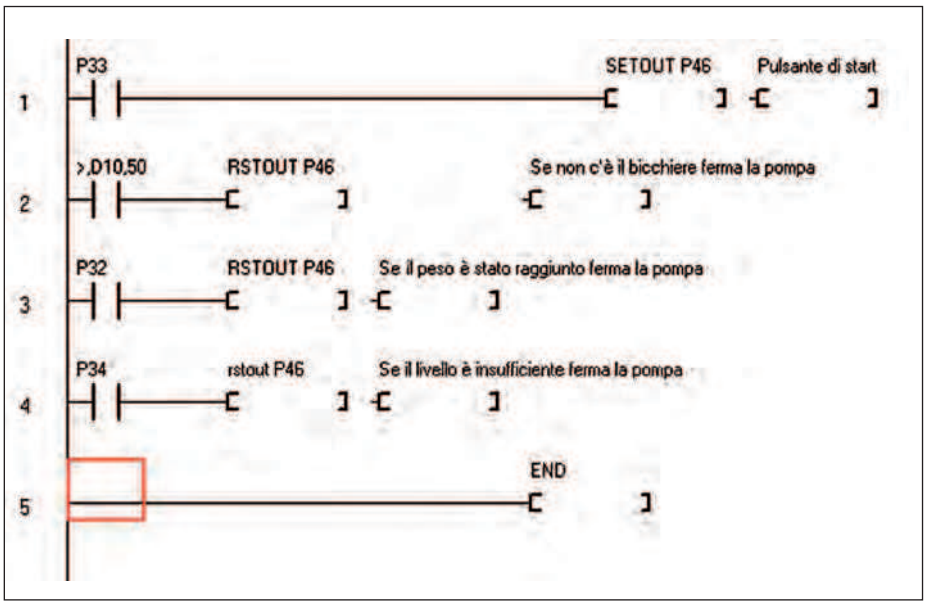


Figura 8: il LADDER.

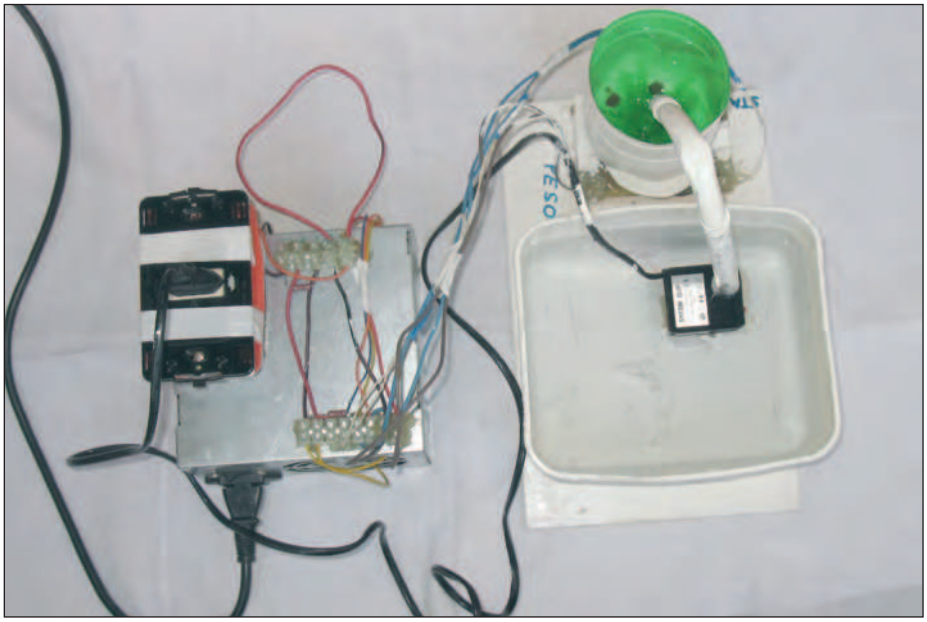


Figura 9: il prototipo.

realizzare un controllo di sei grandezze minimizzando quindi le problematiche di assemblaggio hardware e lasciando allo sviluppatore come unico impegno quello del software.

Questo prodotto di COMFILE unisce alle caratteristiche industriali il basso costo e l'elevata potenzialità di controllo. Abbiamo dimostrato che con competenze hardware veramente modeste – che si sono limitate quasi esclusivamente al cablaggio di collegamenti, – e minime conoscenze di linguaggio BASIC, è possibile realizzare applicazioni di controllo non del tutto modeste. Ricordiamo anche che abbiamo sfruttato solo 6 delle 49 porte del CUBLOC! Lo sviluppo di routine dedicate all'interfacciamento dei sensori, come quella della lettura del sensore di temperatura, e quindi la costituzione di una libreria di funzionalità testate e pronte all'uso, rappresenta il traguardo di questo microcontrollore. Il risultato finale è lo sviluppo rapido, ed economico, delle applicazioni di controllo. ❑

CODICE MIP 2815466

PER *approfondire...*

http://www.ieshop.it/dettagli.asp?pid=1033

CODICE MIP 2815350

Una CPU più veloce e con più memoria?
E' arrivato il nuovo CUWIN5000!

CUWIN

CE FC

Se hai bisogno di funzionalità sofisticate prova il CUWIN, un Touch controller rivoluzionario.

Programmabile in C++ o mediante un qualsiasi linguaggio .Net (C#, VB.Net, etc) per la creazione di applicazioni sofisticate che comprendono acquisizione dati, controllo di macchine, monitoraggio di sensori e addirittura reportistica web, solo per citarne alcune.

Più economico di un PC, e con maggiori prestazioni di un controller HMI Touch, prova il CUWIN, un touch controller rivoluzionario già utilizzato in migliaia di applicaizoni in giro per il mondo.

▶ CUWIN5200 ▶ CUWIN5500 ▶ CUWIN6300

- Samsung 2450 (533MHz) ARM Processor
- 128MB SDRAM / 128MB NAND Flash
- Windows® Embedded CE 6.0
- .Net Compact Framework 3.5
- Software Development: C++ or any .Net Language (C#, VB.Net, etc...)
- Ethernet 10/100Base-TX
- RS-232 x 3, RS-485 x 1
- USB 2.0 x 1, USB 1.1 x 1
- Audio (Line Out) / RTC
- Keyboard and Mouse (optional)
- CE, FCC, and KCC certified

elettroshop.com
brilliant electronics since 1998

via Giotto 7
20032 Cormano (MI)
tel. 02 66504794
info@elettroshop.com

www.elettroshop.com

di GIORGIO OBER

Interfacciamento dei processori *(parte seconda)*

PERCHÉ PROTEGGERE *le linee* D'USCITA

La linee di uscita delle porte dei nostri computer sono ovviamente indispensabili ma al tempo stesso decisamente fragili; per evitare danni irreversibili e per soddisfare le esigenze di molti utilizzatori è importante imparare a proteggerle con una sana interfaccia

Nella prima puntata abbiamo concluso che qualunque dispositivo programmabile dispone intrinsecamente di almeno una via in grado di fornire verso l'esterno un dato a 8 bit: le porte di uscita (in un microcontrollore) o la porta parallela (nel personal computer). Se si desidera pilotare una *periferica* (tastiera, visualizzatore, stampante, mouse ecc.) va subito sottolineato che le uscite di una logica di controllo saranno inevitabilmente sottoposte a stress, soprattutto se chiamate a erogare corrente! Per questo dobbiamo preoccuparci di assicurare uno strato di *interfaccia*, mettendo in cascata alla fragile porta di uscita un dispositivo in grado di fornire la corrente necessaria; la volta scorsa abbiamo presentato alcuni integrati in grado di fornire anche la funzione di memorizzazione (*buffer di memoria*) del dato erogato, molto interessante come *porta di uscita* a sé stante ma forse non ideale se lo scopo è quello di aggiungere la funzione di *buffer di corrente* a una struttura già in grado di provvedere intrinsecamente alla memorizzazione.
Vediamo dunque di capire qual è la vera ragione per cui le linee di uscita delle porte di un computer sono così delicate e come è possibile metterle in sicurezza.

CARATTERISTICHE DELLE LINEE DI USCITA

Con riferimento alla logica TTL (Transistor Transistor Logic), utilizzata molto frequentemente per le uscite di un dispositivo programmabile, i limiti funzionali delle rispettive caratteristiche sono a tutti noti; anche senza entrare nei dettagli, possiamo cercare di analizzarli, a partire dalla struttura di ciascuna di esse **(figura 1)**. Osservando la parte circuitale finale dei dispositivi TTL sono evidenti i due transistor uno sopra l'altro, come le figure degli idoli pellerossa in un *palo di totem* e per questo noti come *stadio di uscita totem-pole*; questa configurazione è stata studiata per garantire una bassa impedenza di uscita con entrambi i possibili livelli di tensione su di essa presenti.
Quando la nostra porta logica (o una linea di uscita) TTL è a livello alto (1 logico, **fi-**

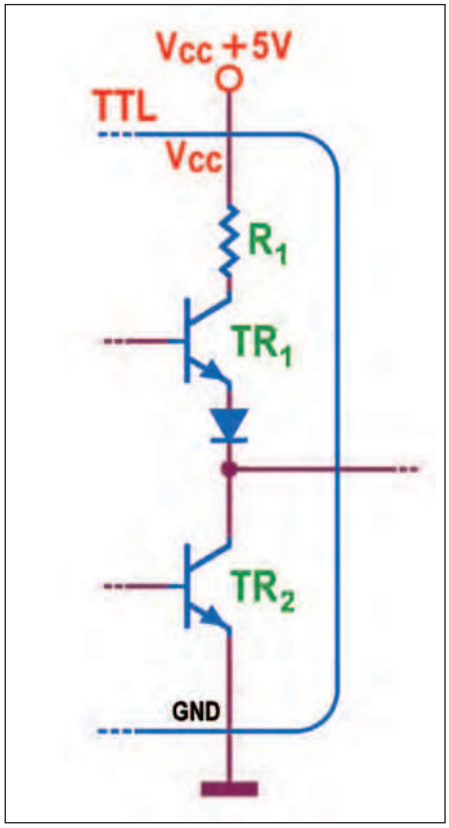


Figura 1: stadio di uscita tipico di una porta TTL: totem pole.

gura 2) il valore della sua tensione di uscita (V_{OH}) dipende dalla corrente che è costretta a erogare; in queste condizioni il transistor TR2 è interdetto (cioè si comporta come un circuito aperto) mentre il transistor T_{R1} è in forte conduzione ed è impiegato nella configurazione "inseguitore di emettitore" (*emitter follower*), caratterizzato dal fatto di imporre valori molto bassi (una decina di ohm) all'impedenza della linea di uscita, condizione molto importante, specie in presenza di carichi capacitivi, perché riduce al minimo le costanti di tempo di carica dei condensatori.
Nel funzionamento tipico (cioè quando l'uscita TTL è chiamata a pilotare gli ingressi TTL di oggetti simili a sé stessa) è obbligatorio assicurare che la V_{OH} non scenda sotto 2,4 V, il valore limite minimo standard perché l'uscita venga ritenuta un 1 logico; questa condizione è rispettata fino a un carico massimo di 0,4 mA, più che sufficiente per pilotare una ventina di ingressi TTL LS (condizione nota come *fan-out*).
Questo non significa che la corrente chiesta all'uscita non possa essere maggiore, ma bisogna essere consapevoli che un'uscita TTL non è adatta (e non è nata) per erogare corrente; si vede chiaramente che maggiore è la corrente richiesta dal carico minore sarà anche la V_{OH} disponibile, a causa della maggiore caduta di tensione interna, rispettivamente V_{R1} sul resistore R_1 e V_{CE1} sul transistor T_{R1} (essendo pressoché inalterata quella V_D sul diodo polarizzato direttamente, sempre intorno a 0,8 V). Senza contare che la maggiore caduta interna tende inesorabilmente a produrre calore, stressando inutilmente il dispositivo di controllo.
Il discorso è completamente diverso se la porta logica (o linea di uscita) TTL è a livello basso (0 logico, **figura 3**); in queste condizioni il transistor T_{R1} è interdetto (cioè si comporta come un circuito aperto) mentre il transistor T_{R2} è in forte conduzione (o *in saturazione*, come si suol dire).
In questa situazione il valore della sua tensione di uscita V_{OL} è ora comunque quasi nullo (coincide con la tensione

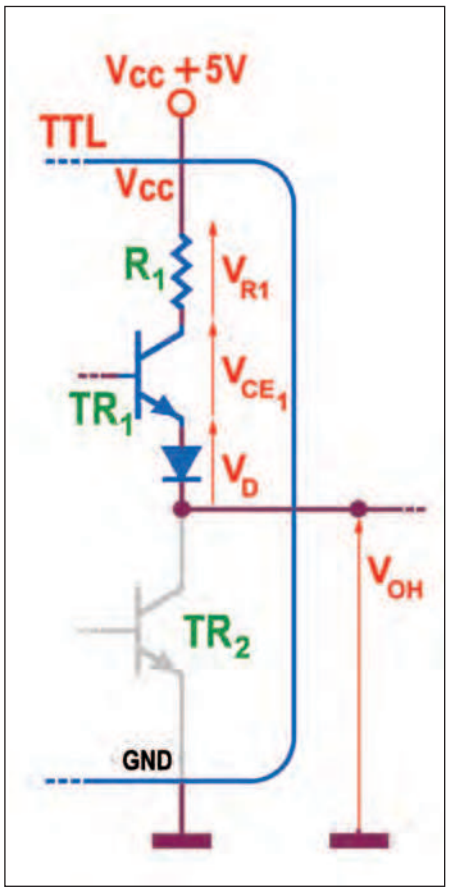


Figura 2: stadio di uscita totem pole: TTL a livello alto.

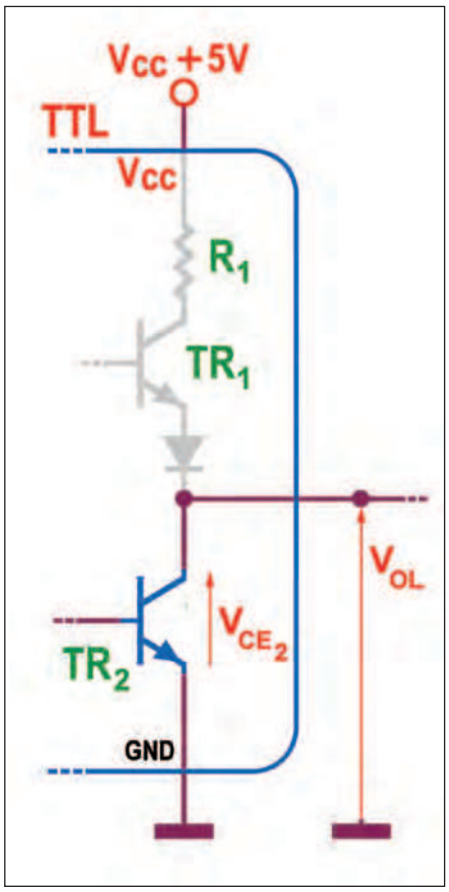


Figura 3: stadio di uscita totem pole: TTL a livello basso.

V_{CE} di saturazione di T_{R2}, mai superiore a 0,3 V) ed è sostanzialmente indipendentemente dalla corrente che è chiamata ad assorbire, peraltro almeno fino a 8 mA, secondo le specifiche dello standard TTL LS. L'aumento della corrente assorbita potrebbe infatti forzare la V_{CE2} al di sopra di 0,4 V (il valore limite massimo standard perché l'uscita V_{OL} venga ritenuta un 0 logico) ma la cosa è molto poco probabile: una circostanza ideale per ogni tipo di applicazione!
È interessante notare che (quando l'uscita passa dal livello basso al livello alto) il transistor T_{R2} impiega più tempo per tornare *in interdizione* di quanto ne richieda il transistor T_{R1} per passare *in saturazione*: durante questa fase di commutazione (qualche nanosecondo) entrambi i transistor del totem-pole conducono, provocando un anomalo, grande passaggio di corrente (fino a 50 mA) dall'alimentazione a massa; la presenza

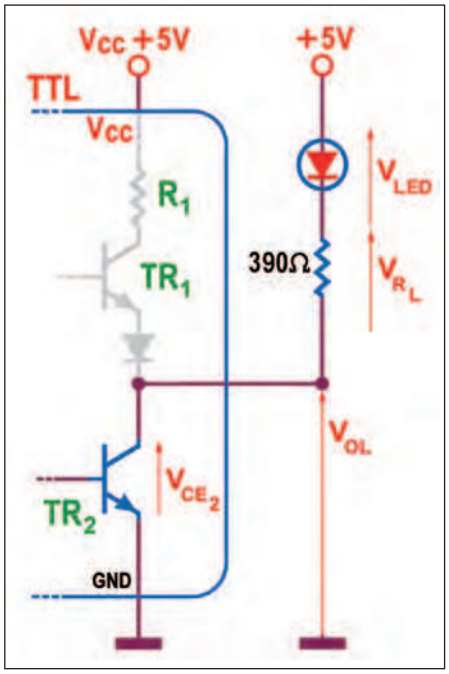


Figura 4: controllo di un LED con uscita TTL totem pole: consigliato.

del resistore R_1 è stata pensata proprio per limitare questo effetto.
Durante le commutazioni, questo veloce segnale transitorio può causare dunque situazioni logiche funzionalmente intollerabili e, per vanificarne gli effetti, è sempre buona norma "disaccoppiare l'alimentazione" dei componenti TTL (cioè *filtrare*, cortocircuitare a massa, questi impulsi in alta frequenza) con l'inserzione di condensatori di piccola capacità tra V_{CC}=5V e GND=0V, magari direttamente sui rispettivi pin.
Allora come ci si deve comportare? Supponiamo di dover servire l'accensione di un LED collegato a una linea di una porta di uscita: ecco una buona occasione per chiarire i concetti legati a questo problema!
Ritengo che il modo migliore per collegare una periferica a una linea di uscita sia quello "*in bevuta*", cioè quello di farla lavorare in logica negativa, costringendola ad assorbire corrente. Per un LED rosso la mia scelta è, dunque, certamente quella di **figura 4**.
La logica negativa si qualifica nel fatto che chi produce effetto è il livello 0: si vede immediatamente che il LED si accenderà se l'uscita della porta è a 0 logico, situazione tipica di un transistor (T_{R2}) in saturazione, che forza la tensione di uscita V_{OL} verosimilmente a 0,1 o 0,2 V (praticamente una massa); mentre non avrà sufficiente differenza di potenziale ai suoi capi (rimanendo spento) se l'uscita della porta è alta (1 logico).
Il vantaggio di questa soluzione è far lavorare la porta di controllo nel modo a essa più naturale (essendo più adatta ad assorbire corrente) senza sottoporla ad alcun surriscaldamento; l'unico componente da scegliere è il resistore: il valore della sua resistenza dovrà assicurare una corrente nei limiti dello standard, cioè al massimo di 8 mA.
Il calcolo è presto fatto: $[(V_{CC} - V_{LED} - V_{CE})/I_{LED}] = [(5\ V - 1.8\ V - 0.2\ V) / 8\ mA] = 3\ V / 8\ mA = 375$ ohm, portato al valore normalizzato di 390 ohm.
Per completezza: la caduta di tensione ai capi di un diodo LED dipende dalla sua corrente di lavoro ma anche dal suo colore; escludendo i LED Flash di ultima generazione (bianchi o blu, che assorbono fino a 40 mA con cadute tipiche di 3 V) nessuno dei rimanenti tipi potrà accendersi con tensioni applicate minori di 1,6 V (la cosiddetta tensione di soglia, molto maggiore di quella di un diodo normale al silicio, pari a 0,6 V) mentre la tensione di lavoro, con una corrente tipica di 10 mA, può arrivare a 1,8 V per il rosso, 1,9 V per il giallo, 2,0 V per il verde e per l'arancio.
Un ulteriore vantaggio risiede nella possibilità di impiegare una tensione di alimentazione esterna V_{DD} diversa da

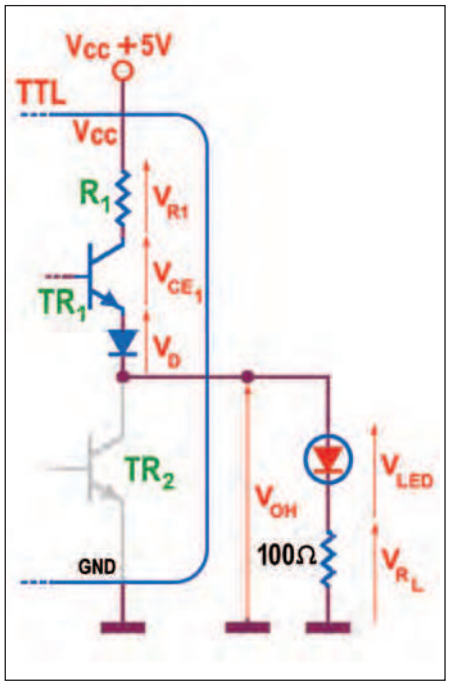


Figura 5: controllo di un LED con uscita TTL totem pole: sconsigliato.

V_{CC}=5V (tipica degli integrati TTL); in questo caso è fondamentale collegare insieme le masse dei due alimentatori e ricalcolare il valore della resistenza del resistore (per esempio con V_{DD}=12V esso passerà a 1.250 ohm, normalizzato a 1,2 Kohm).
Molto frequentemente si dà invece per scontata la soluzione alternativa **(figura 5)**. Sicuramente la corrente che la

TABELLA 1

CARATTERISTICHE 74LS24X	SIMBOLO	VALORI
potenza dissipata (con ingressi a "0")	$I_{CC} * V_{CC}$	230 mW (46 mA*5V) (con uscita a "0")
		270 mW (54 mA*5V) (con uscita a Hi-Z)
corrente erogata massima in uscita	I_{OH}	15 mA (tipica buffer con uscita a "1")
corrente assorbita massima in uscita	I_{OL}	24 mA (tipica buffer con uscita a "0")
ritardo di propagazione massimo	t_{PLH}	18 ns
da ingresso a uscita	t_{PHL}	18 ns
tempo di abilitazione massimo	t_{PZH}	23 ns
da enable a uscita	t_{PZL}	30 ns
tempo di disabilitazione massimo	t_{PHZ}	18 ns
da enable a uscita	t_{PLZ}	25 ns

Tabella 1: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS240, 74LS241, 74LS244: caratteristiche elettriche e dinamiche.

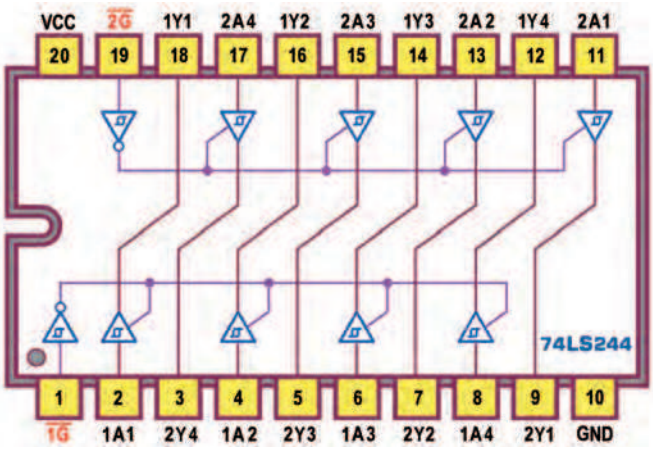


Figura 6: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS244: pin-out.

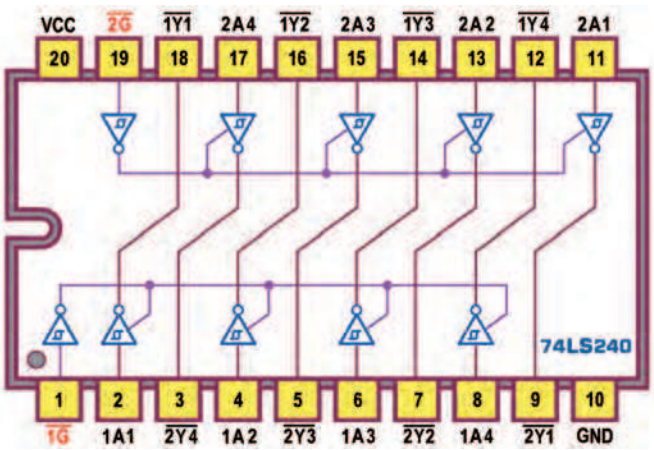
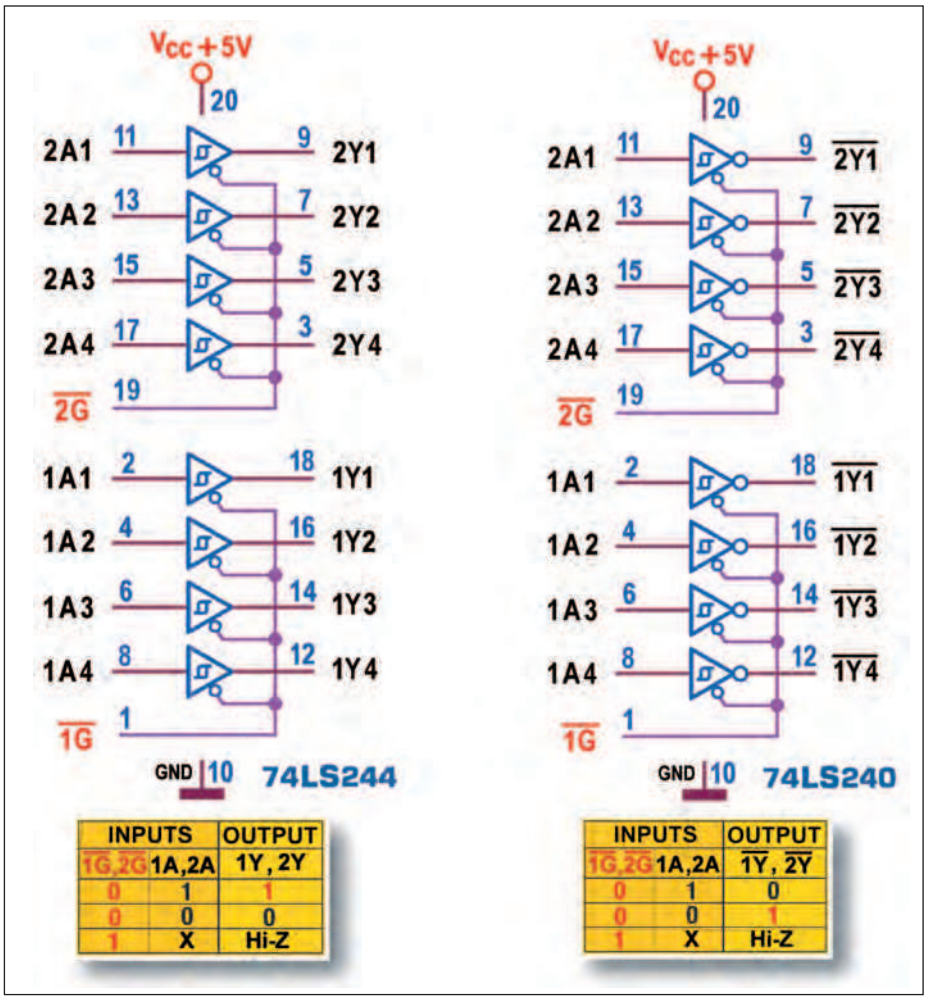


Figura 7: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS240: pin-out.

porta di uscita è costretta a erogare è di gran lunga maggiore a quella per la quale è stata progettata (0,4 mA) anche se questo, entro certi limit, non le nuocerà più di tanto, se non per il fatto di contribuire a "riscaldare l'ambiente" per effetto dell'aumentata sua caduta interna. Volendo mantenere le ipotesi precedenti (cioè accendere un LED rosso) risulta difficile anche il progetto del valore della resistenza del resistore: il valore della caduta di tensione interna, $V_{R1}+V_{CE1}+V_D$, è valutato (in condizioni standard di erogazione massima pari a 0,4 mA) in 2,6 V (dovendone lasciare in uscita V_{OH}=2,4V, a partire da 5 V) e sarà di certo maggiore (anche se difficilmente prevedibile) se la serie R_1,T_{R1},diodo sarà percorsa dagli 8 mA desiderati per accendere il LED in condizioni analoghe a quelle precedenti.
In conclusione il resistore potrebbe anche non essere necessario, dato che la tensione residua in uscita si avvicinerà a quella del diodo LED rosso in zona di funzionamento (circa 1,8 V) ma, per buona etica, non faremo mancare un minimo di sicurezza, fissando la sua resistenza a 100 ohm, probabilmente anche troppo elevata.
Nella sua illogicità la scelta di costringere la porta a erogare corrente ha un vantaggio: non richiede alimentazione esterna e, probabilmente, è questa la ragione della sua diffusione; se non è possibile accedere alla V_{CC} della porta di controllo (come succede per esempio con la porta parallela di un PC) non rimane che tentare questa via, illogica, come detto, ma tutto sommato non impraticabile, se perseguita con consapevolezza.
Comunque, nel caso di una periferica progettata seriamente, il problema non si pone: sarà essa stessa a fornire lo strato di bufferizzazione (spesso con un semplice transistor) tale da non caricare la logica a monte.

COME PROTEGGERE LE LINEE DI USCITA

Ora conosciamo la fragile natura delle nostre porte di controllo e possiamo pensare di collegare loro le periferiche che ci servono, valutando con cognizione di causa se e come dotarle di interfaccia.
Abbiamo capito che, talvolta, il compito dell'interfaccia è quello di organizzare le informazioni, in modo intelligente e specializzato, al fine di assicurare la disponibilità di un protocollo, cioè un insieme di regole da condividere tra computer e periferica nello scambio dei dati e dei comandi; a questo tipo appartengono l'*interfaccia centronics* (tipica del controllo delle stampanti parallele, ma riciclabile anche per altri dispositivi paralleli) e l'*interfaccia RS232* (tipica del controllo di dispositivi seriali).
Molto spesso, però, la presenza di uno strato di interfacciamento è semplicemente legata alla necessità di garantire alle eventuali periferiche poste a valle i livelli di tensione e corrente adatti al loro governo, per evitare che esse carichino la sorgente del segnale di controllo, di norma uno dei pin delle medesime porte, poste a monte.
Anche il concetto di *carico* (come quello di *buffer*, discusso la puntata scorsa) è frutto di un modo gergale di trattare i concetti di elettronica e può essere correttamente utilizzato per definire almeno un paio di punti di vista, per altro equivalenti tra loro. Dunque è utile sapere che, per *carico*, si può intendere: a) un oggetto che assorbe corrente da una linea di uscita sulla quale è applicata una differenza di potenziale rispetto a massa; b) il valore stesso della corrente assorbita dalla linea.
È utile anche tener presente l'"assioma" secondo cui: "*Non esiste corrente senza tensione ma può esistere tensione senza corrente*": sembra un'ovvietà ma è un sacrosanto principio al quale si pensa raramente: una batteria di pile mantiene per lungo tempo inalterata la sua tensione nominale se rimane inutilizzata sul tavolo (quindi senza erogare corrente), ma comincerà a scaricarsi tanto più velocemente quanto maggiore sarà il carico (cioè la corrente) ad essa richiesta.
In conclusione, caricare una linea significa dunque, indifferentemente, applicarle un oggetto (di solito un resistore di resistenza diversa da infinito) o prelevarle una data corrente.
Una cosa è certa: il carico di quella linea deve rimanere nei limiti previsti dalla logica che la governa, altrimenti si rischia di vanificarne l'effetto o, nella peggiore delle evenienze, di bruciarla, con danno spesso irreversibile su tutto il sistema di



INPUTS		OUTPUT
1G,2G	1A,2A	1Y, 2Y
0	1	1
0	0	0
1	X	Hi-Z

INPUTS		OUTPUT
1G,2G	1A,2A	$\overline{1Y}$, $\overline{2Y}$
0	1	0
0	0	1
1	X	Hi-Z

Figura 8: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS244 e 74LS240: schema funzionale e tabella di verità.

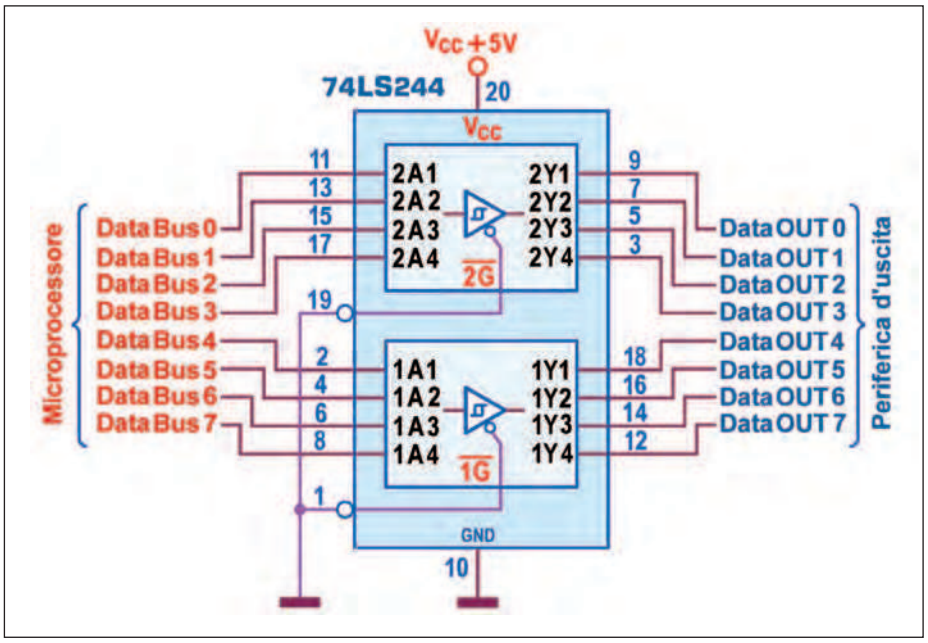


Figura 9: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS244: bufferizzazione (interfaccia) di uscita.

controllo. Da questo punto di vista sia le porte a 8 bit, presenti (di norma) in ogni microcontrollore, sia la *porta parallela* di un personal computer sono decisamente fragili ed è sempre saggio tutelarne l'incolumità con l'aiuto di economici transistori (molto adatti allo scopo essendo intrinsecamente amplificatori di corrente) oppure con la presenza, in cascata, di un buffer di corrente specializzato come il 74LS244 (con uscite non invertenti) o il 74LS240 (con uscite invertenti); entrambi sono definiti *3-State Octal Buffers/Line Drivers* e i loro pin-out sono proposti rispettivamente in **figura 6** e **7**.

La **figura 8** mostra il dettaglio funzionale di entrambi; ciascun componente contiene due gruppi di quattro amplificatori di corrente (non invertenti il primo e invertenti il secondo), ciascuno controllato separatamente da un segnale di abilitazione, 1G e 2G, entrambi attivi bassi: a) quando il segnale a essi applicato è attivo (cioè a massa, 0) il livello logico presente in ingresso a ciascun amplificatore (o 1 o 0) è copiato sulla sua uscita; b) quando il segnale a essi applicato non è attivo (cioè a 1, oppure con abilitazione scollegata) tutte le quattro uscite del rispettivo gruppo di amplificatori passano in alta impedenza (Hi-Z), il terzo stato del quale abbiamo già parlato nella puntata precedente, che esprime la condizione che, di fatto, scollega praticamente la periferica a valle, anche se fisicamente il fatto non è visibile. Ma come fa un *buffer* (come il 74LS244, ma anche un semplice transistor) ad amplificare la corrente?

Non è una magia né una sua particolare abilità; esso si limita ad amministrare la corrente altrui; sollecitato da una corrente decisamente piccola è in grado di trasferire sul carico una corrente centinaia di volte più grande, semplicemente prendendola dov'è: dall'alimentatore!

La tabella di verità (disponibile in figura) sintetizza le considerazioni appena fatte. Da notare la presenza del piccolo simbolo all'interno di ciascun triangolino, a indicare la disponibilità di una *isteresi* di almeno 400 mV su ciascuna linea d'ingresso, tale da garantire un notevole miglioramento nella riduzione del rumore (*noise rejection*).

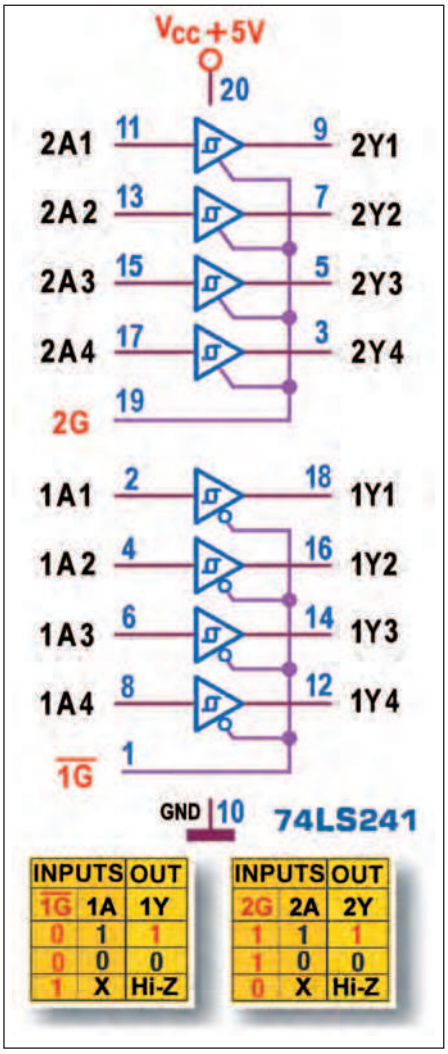


Figura 10: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS241: schema funzionale e tabella di verità.

Il circuito elettronico che provvede a questo servizio è noto come *trigger di Schmitt* ed è caratterizzato dal fatto che la sua uscita può assumere soltanto due valori di tensione. Supponendo di analizzare un circuito invertente: a) l'uscita rimane alta (tipicamente 3,4 V, in àmbito TTL) fino a quando il segnale d'ingresso (facendolo crescere da 0 V) supera il valore di soglia superiore (tipicamente 1,6 V); b) in questa situazione l'uscita scatta a livello basso (tipicamente a 0,25 V) in un tempo pressoché nullo e vi rimane fino a quando l'ingresso mantiene valori più grandi del valore di soglia inferiore (tipicamente 0,9 V); c) se, scendendo, esso viene raggiunto, l'uscita torna istantaneamente a livello alto, rimanendovi fino a quando la tensione d'ingresso cresce a sufficienza per superare di nuovo il valore di soglia superiore. La tensione d'isteresi è la differenza tra le tensioni *di soglia inferiore* e *di soglia superiore*; è facile capire che il segnale di uscita così ottenuto è molto stabile: a) se la soglia fosse unica l'uscita potrebbe oscillare rapidamente tra alto e basso semplicemente per effetto del *rumore* sovrapposto a un segnale d'ingresso di valore a essa prossimo; b) con il *Trigger di Schmitt* l'eventuale presenza di rumore sovrapposto a un ingresso di valore prossimo a una delle due soglie può invece provocare una sola commutazione dell'uscita: la variazione di livello prodotta dal disturbo (ancora presente, come nel primo caso) non sarà sufficiente per causare ulteriori commutazioni, per ottenere le quali il segnale deve crescere (o scendere) verso l'altra soglia.

Ma torniamo ai nostri componenti; questi dispositivi sono stati progettati per migliorare le prestazioni delle logiche programmabili che richiedono strutture organizzate a *bus* (*Line Transmitters/Receivers*) ma anche per garantire adeguata capacità di pilotaggio dei dispositivi a valle (*Buffers/Drivers*), assicurando sulle sue uscite una corrente maggiore rispetto a quella che la logica di controllo stessa è in grado di fornire; la possibilità di fruire del terzo stato (alta impedenza) non è, in questo caso, necessaria per cui entrambi i suoi piedini di abilitazione, 1G e 2G, saranno mantenuti attivi, cioè fissati a massa.

La **figura 9** mostra una tipica interfaccia di bufferizzazione non invertente, in grado di assicurare alla periferica controllata (collegata a valle, per esempio una batteria di LED) la corrente ad essa necessaria (a parità di tensione, comunque TTL) senza caricare troppo la (cioè senza assorbire troppa corrente dalla) porta del processore a monte.

Il medesimo schema va bene anche sostituendo il 74LS244 con il 74LS240 (con esso pin-out compatibile): in questo il dato a 8 bit fornito dalla CPU sarà a disposizione della periferica in modo complementato.

Al gruppo di componenti contenenti 8 buffer appartengono altri integrati importanti; tra essi il 74LS241 è sostanzialmente uguale al 74LS244, con l'unica differenza che l'abilitazione 2G della seconda quaterna di buffer non invertenti è ora attiva alta (mentre la prima quaterna mantiene abilitazione 1G attiva bassa). Tenendo conto di questo diverso dettaglio funzionale sul pin 19 la **figura 6**

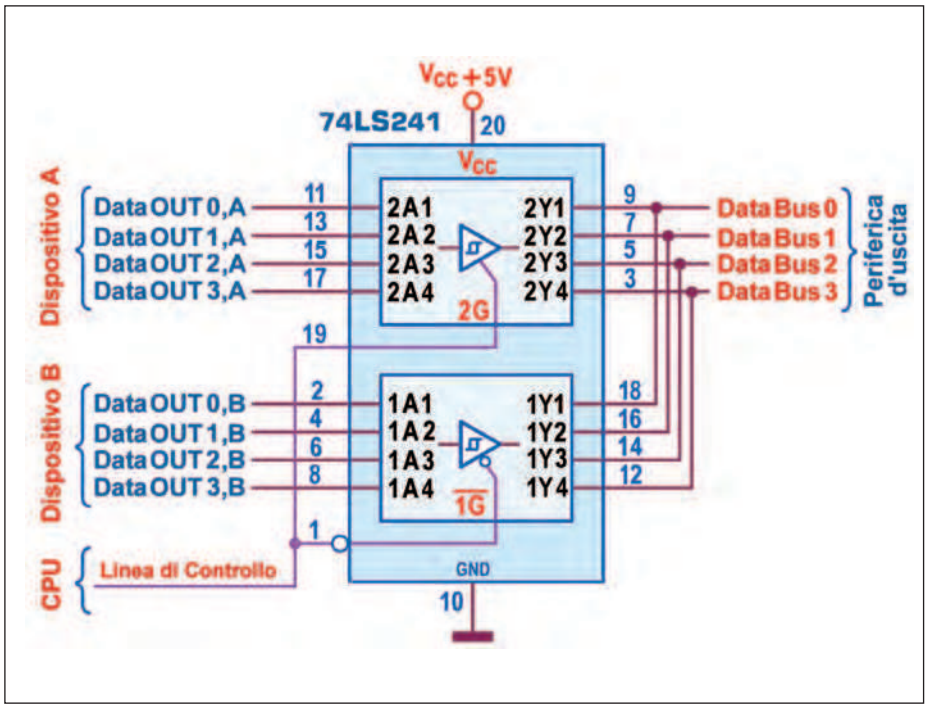


Figura 11: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS241: controllo dell'uscita di due periferiche a 4 bit.

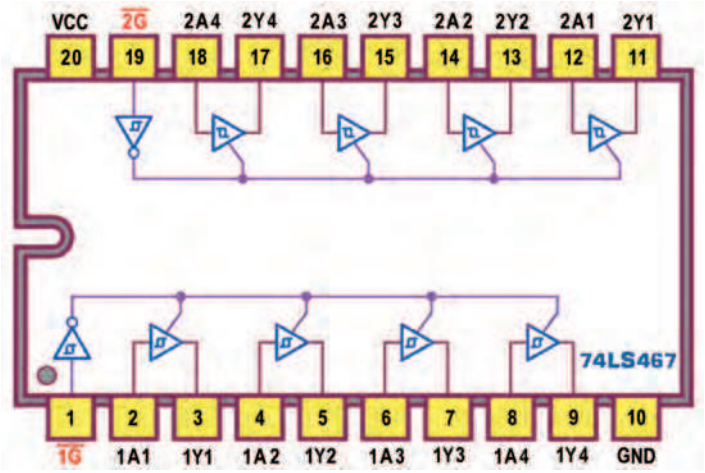


Figura 12: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS467: pin-out.

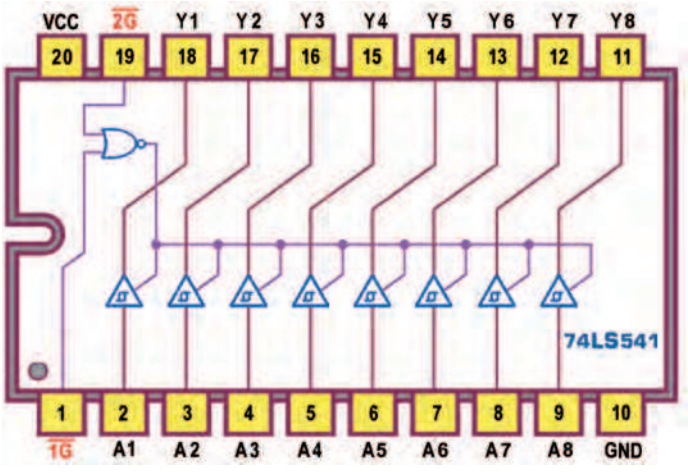


Figura 13: 3-State Octal Buffers/Line Drivers 74LS541: pin-out.

può ancora essere utile per fornirci il suo pin-out.

La **figura 10** mette le cose a posto, mostrando lo schema funzionale e la tabella di verità.

Il fatto che questo componente abbia le 2 abilitazioni attive su livelli diversi può sembrare poco opportuno: di certo esso si mostra poco adatto in un'applicazione come quella di **figura 9** che, per funzionare, richiederebbe la presenza di un inverter (1/6 di 74LS04) sul pin 19 (non necessaria invece con il 74LS244, essendo già invertente l'azione su questo pin); si dimostra invece la soluzione vincente nel caso (non infrequente) di dover collegare in parallelo le uscite di due dispositivi a 4 bit, su un unico bus (ovviamente anch'esso a 4 bit). La **figura 11** mostra questa applicazione: la linea di controllo (generata direttamente a partire dai segnali della CPU o utilizzando una linea di una porta di uscita di microcontrollore) sfrutta ora la possibilità di porre in alta impedenza solo una delle due quaterne di *Buffers/Drivesr* collegando di fatto sul bus di uscita (comune a entrambe) il dispositivo A (quando è a 1) o il dispositivo B (quando è a 0).

Le caratteristiche elettriche e dinamiche sono le stesse per tutti e tre i componenti descritti; le principali sono raccolte nella **tabella 1** (i tempi sono stati rilevati con carico di 667ohm/45pF).

Questi dispositivi (data l'importante funzione a essi delegata) sono disponibili anche in numerosi altri integrati TTL; il 74LS467 e il 74LS468 sono rispettivamente come il 74LS244 (non invertente) e il 74LS240 (invertente) ma i *buffer* delle due quaterne (ancora con uscite 3-state) fanno riferimento a pin diversi; la **figura 12** mostra il pin-out del primo (riconducibile anche al secondo, se le uscite dei singoli *buffer* si intendono negate). Il 74LS465 (come il 74LS244) e il 74LS466 (come il 74LS240) hanno gli 8 *buffers 3-state* disposti in sequenza, uno dopo l'altro, come nei due componenti precedenti, ma ora costituiscono un unico gruppo da 8, controllato dall'uscita di una porta NOR nella quale concorrono le due abilitazioni 1G e 2G; essi saranno attivi solo se due linee di controllo sono entrambe forzate a 0 e, in caso contrario, tutte le 8 uscite sono forzate in alta impedenza.

Quattro integrati sono pin-out compatibili con quelli descritti all'inizio, ma hanno uscite *Open Collector*: a) il 74LS757 e il 74LS760, non invertenti come il 74LS244, riconducibili alla **figura 6**; b) il 74LS756 e il 74LS763, invertenti come il 74LS240, riconducibili alla **figura 7**; c) per entrambe le coppie vale anche la **figura 8**, funzionalmente identica anche se riferita a componenti con tecnologia effettivamente differente.

Tutti i componenti citati finora hanno una discutibile collocazione interna dei rispettivi *Buffers/Drivers*: la posizione degli ingressi e delle uscite è stranamente "alternata" su entrambi i lati, oppure raccolta a coppie, dallo stesso lato del circuito integrato; questo fatto può creare disagio al progettista del circuito stampato chiamato a ospitarli; probabilmente per questa ragione sono stati resi disponibili altri due componenti con tutti gli 8 ingressi sul lato sinistro del chip e tutte le 8 uscite sul lato destro.

Si tratta del 74LS541 (come il 74LS244) e il 74LS540 (come il 74LS240): la **figura 13** mostra il pin-out del primo (valido anche per il secondo, se le uscite si intendono negate); possiamo notare che anche in questi componenti le due abilitazioni 1G e 2G controllano contemporaneamente gli 8 *buffer* attraverso una logica NOR, attivandoli solo se entrambe sono forzate a massa.

CONSIDERAZIONI FINALI

Lo "strato di hardware" posto a valle delle porte dei nostri microcontrollori e del nostro PC allunga la vita agli uni e all'altro; in questa puntata abbiamo indagato sulle motivazioni di questa necessità e abbiamo proposto una serie di integrati adatti allo scopo, dai più famosi (il '244 e il '240) ai più utili (il '541 e il '540, che sembrano nati apposta per facilitare il compito che ci siamo prefissati); ma il discorso della bufferizzazione dei segnali di uscita è ancora aperto e sarà oggetto anche delle prossime puntate. ❑

CODICE MIP 2815468

Il primo oscilloscopio mixed-signal low-cost!

Oscilloscopio, Analizzatore di spettro

Analizzatore Logico, Generatore Logico

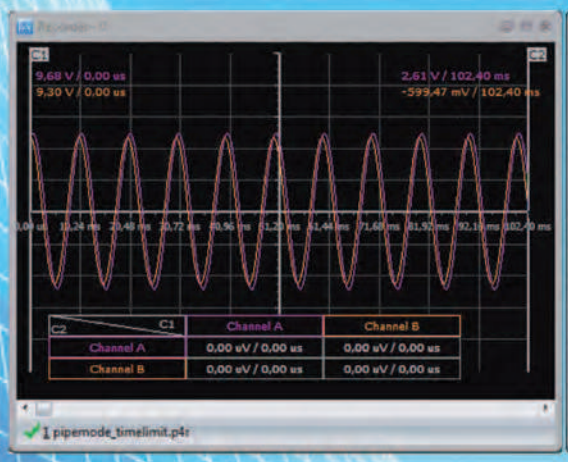
2+5 Canali analogici (12bit, 1MS/s)

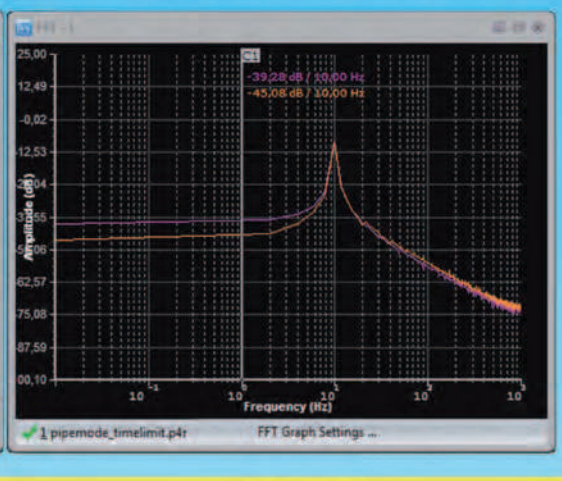
Generatore di onde quadre e PWM

Registratore Digitale

16 Canali Digitali

Aggiornamenti software gratuiti





Oscilloscopio ed analizzatore di spettro

Numero canali: 2+5
Frequenza di campionamento: fino a 1MHz
Memoria:
- Buffer di lettura: 1126 campioni/canale (1 canale), 563 campioni/canale (2 canali).
- Pipe di lettura: 64K campioni/canale (1 o 2 canali).

Massima tensione di ingresso: -20 ÷ +20 V
Risoluzione ADC: 12bits
Triggering:
- Assoluto (per fronti di salita/discesa)
- Differenziale (per differenza tra campioni consecutivi)
- Esterno (per fronti di salita/discesa di segnali TTL)

Funzionalità disponibili: Hamming, Hanning, Blackman, Blackman-Harris.

Analizzatore logico

Numero canali: 16 (8 se utilizzato il generatore logico)
Frequenza di campionamento: fino a 10MHz
Memoria:
- Buffer in lettura (Fs=4-8 MHz) 128 bit/canale.
- Buffer in lettura (Fs=2-2.66 MHz) 1160 bit/canale.
- Buffer in lettura (Fs<=1 MHz) 1544 bit/canale
- Buffer in lettura (in mod. concatenamento) 1 Mbit/canale.
- Pipe di lettura (Fs < 500KHz) 4K a 256 Mbit/canale.

Massima tensione di ingresso: 0 ÷ +5 V
Triggering: per fronti del segnale, maschere, impulsi persi, clock esterno.
Clock: interno/esterno

Registratore

Frequenza di campionamento: fino a 1MHz
Capacità massima di registrazione: 24 ore (Fs < 100 Hz)
Tensione d'ingresso: -20 ÷ +20 V (hardware 2 sub-band)
Risoluzione ADC: 12bits

Generatore logico

Numero canali: 8
Frequenza di campionamento: fino a 1MHz
Memoria: 4000 bit/canale
Tensione di uscita: "0" - 0 V, "1" - 3.3 V
Massima corrente in ingress/uscita: 10 mA

CODICE MIP 2815354

Novità! Il più economico isolatore USB!

PoScope mega1

Ordinali subito su www.ieshop.it/poscope

di LUCA STANZANI

Questo articolo introduce un interessantissimo driver per LED comandabile attraverso un'interfaccia I2C in grado di realizzare le più svariate tipologie di illuminazione. Una volta compreso il funzionamento, l'unica cosa che occorre è un pizzico di fantasia nell'implementare la propria personale illuminazione

GIOCHI di luce

Storicamente i costruttori di apparecchiature elettroniche, e in particolar modo di dispositivi portatili, hanno scelto di utilizzare dispositivi di illuminazione per decorare, migliorare e diversificare il proprio prodotto, fornendogli un segno distintivo che lo differenziasse dalla concorrenza. Le applicazioni che richiedono, per una qualsiasi segnalazione, il cambio del colore di illuminazione oppure il lampeggio o, in alcuni casi, la riduzione dell'intensità dell'illuminazione, sono tantissime. Il mercato dei telefoni cellulari, dei lettori mp3 portatili, dei giocattoli, solo per fare qualche esempio, ne è pieno. Per realizzare un'illuminazione per queste apparecchiature, tipicamente si utilizzano LED. L'obbiettivo fondamentale nel progettare queste illuminazioni è che non consumino risorse dell'unità di elaborazione, sia per risparmiare sul consumo di potenza, sia per permettere alla CPU di concentrarsi su altre applicazioni, molto più critiche per il dispositivo. Durante la progettazione di queste tipologie di illuminazione il progettista deve solitamente operare scelte riguardanti il tipo e il colore dei LED utilizzati, la tensione di pilotaggio e le varie tolleranze che il sistema può sostenere. Inoltre occorre decidere la sequenza dell'illuminazione, quando lampeggiare, quando ridurre l'intensità luminosa. In commercio esistono driver LED con interfaccia I2C che permettono in maniera molto semplice di ovviare alle esigenze descritte in precedenza, destinati espressamente a questo segmento di mercato. Se non si utilizzano questi driver, il processore o il master dell'I2C deve continuamente intervenire per gestire l'accensione e lo spegnimento dei LED (in base al livello di luminosità richiesto) sprecando tempo e sovraccaricando il bus I2C. Utilizzare un driver di questo tipo significa limitare notevolmente le operazioni richieste al processore per gestire i LED, creando un sistema nettamente più efficiente. Un circuito di questo tipo è il TCA6507 di Texas Instruments. Si tratta di un driver I2C a 7 bit, e le ragioni che lo rendono ideale per applicazioni di questo tipo sono essenzialmente cinque:

1. il TCA6507 è uno dei pochi componenti che consente di controllare sia la luminosità sia la modalità di lampeggio (blink), permettendo un passaggio graduale tra due situazioni operative;

2. la tensione di alimentazione è compresa nel range da 1,65 a 3,6 V. Si possono utilizzare in abbinamento anche i processori di ultima generazione alimentati a bassissima tensione e caratterizzati da livelli spinti di risparmio energetico;

3. questo driver può fornire in uscita fino a 40 mA per linea, molto di più di quello che permettono processori o CPLD;

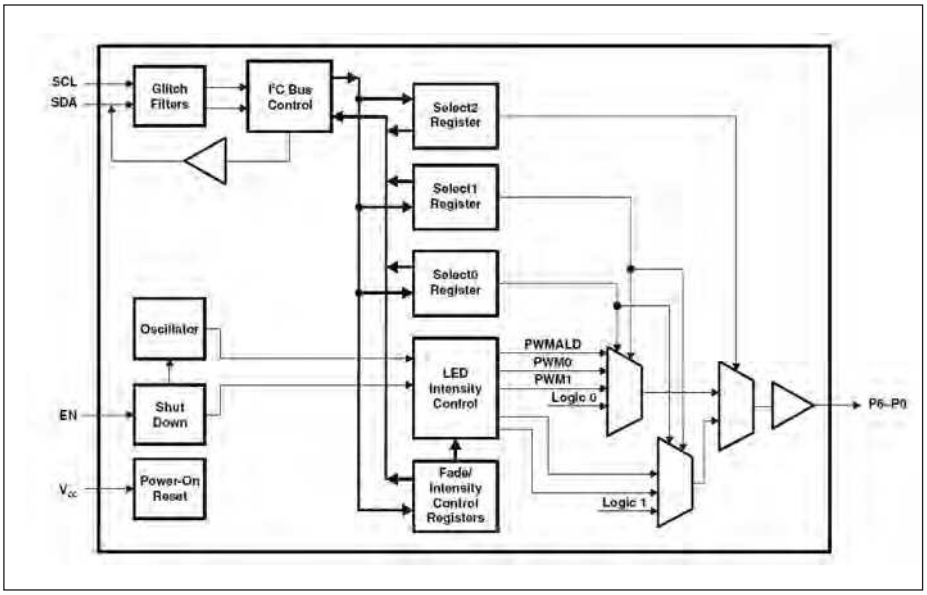


Figura 1: diagramma a blocchi delTCA6507.

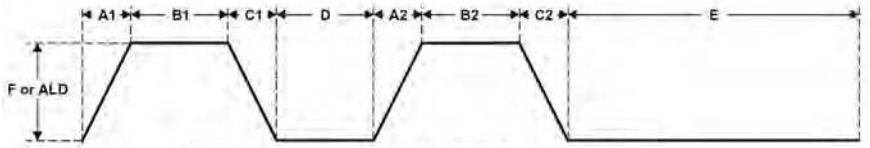


Figure 1-3. Programming for Blink Modes and Intensity

REGION	PARAMETER NAME	PARAMETER RANGE	REGISTER RANGE	REGISTER NAME	REGISTER
A1, A2	Fade-on time	0 to 16320 ms (exponential trend)	0 to 15	Fade-On Time	2
B1, B2	Fully-on time	0 to 16320 ms (exponential trend)	0 to 15	Fully-On Time	3
C1, C2	Fade-off time	0 to 16320 ms (exponential trend)	0 to 15	Fade-Off Time	4
D	First fully-off time	0 to 16320 ms (exponential trend)	0 to 15	First Fully-Off Time	5
E	Second fully-off time	0 to 16320 ms (exponential trend)	0 to 15	Second Fully-Off Time	6
F	Maximum intensity	0 to 100%	0 to 15	Maximum Intensity	7

Figura 2: programmazione della modalità di lampeggio e dell'intensità.

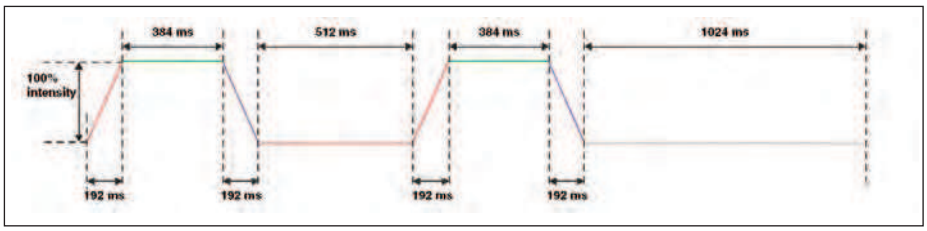


Figura 3: esempio di ciclo di blinking.

PER *approfondire...*

- **SCPA043 "Programming Fun Lights With the TI TCA6507".**

4. le uscite del dispositivo sono del tipo *open drain* e possono tollerare fino a 6,5 V, consentendo al progettista di pilotare LED rossi, verdi, blu o bianchi;
5. il consumo di potenza è estremamente ridotto: assorbe 25 uA lavorando a 400 KHz; in standby assorbe 10uA. Quando il bus I2C è in idle e il controllo di intensità non viene utilizzato, il TCA6507 può essere messo in shutdown mode, impostando il pin EN al livello basso. In questo modo è possibile assorbire ancora meno quando ovviamente tutti i LED sono spenti. Un livello basso sul pin di enable va anche a resettare i registri e la macchina a stati I2C, lasciandoli nello stato di default. Il TCA6507 possiede all'interno un oscillatore che può controllare due PWM i quali possono fornire in maniera indipendente alcuni pattern di lampeggio o di dissolvenza. Il dispositivo offre già cinque livelli di luminosità (incluso on e off) per ogni LED. L'utente deve solo programmare, per ognuno dei sette LED, uno dei pattern di lampeggio/dissolvenza e uno dei cinque livelli di luminosità offerti. Esistono 16 livelli di PWM per la luminosità per ogni LED, con 256 passi di intensità durante la dissolvenza, per "addolcire" la transizione di luminosità. Il TCA6507 comprende undici registri che controllano l'intensità dei LED. Un comando iniziale deve essere fornito tramite interfaccia I2C per impostare il livello di dimming e l'intensità inserita in questi registri. Dopo tale fase iniziale un solo comando è necessario per accendere o spegnere il LED, oppure per farlo ciclare al livello di dimming impostato. Per pilotare il LED, il progettista deve prima definire lo stato di ognuno di essi. Il TCA6507 offre tre opzioni: on, off o blinking. Si procede tramite i registri Select2, Select1 e Select0, che sono a 8 bit. Il bit in posizione 0 dei tre registri definisce lo stato per l'uscita LED 1; i bit dei tre registi in posizione 1 definiscono lo stato per il LED 2, e così via. In **tabella 1** è riportata la matrice di configurazione. I tre bit per ogni uscita vanno a definire complessivamente otto possibili stati, cinque livelli di luminosità e due di lampeggio, come definito in **tabella 2**. Dopo che lo stato del LED è stato definito, il progettista deve impostare il ciclo

TABELLA 1

	MSB							LSB
Select 0	X	0	0	0	0	0	0	0
Select 1	X	0	0	0	0	0	0	0
Select 2	X	0	0	0	0	0	0	0
Uscita o LED interessato	X	P6	P5	P4	P3	P2	P1	P0

Tabella 1: registri Select0, Select1 e Select2.

TABELLA 2

SELECT 2	SELECT 1	SELECT 0	STATO
0	0	0	LED off (alta impedenza)
0	0	1	LED off (alta impedenza)
0	1	0	LED on alla massima intensità di PWM0
0	1	1	LED on alla massima intensità di PWM1
1	0	0	LED completamente acceso, utilizzabile come GPO
1	0	1	LED on con luminosità come in Intensity register
1	1	0	LED blink con intensità impostata da PWM0
1	1	1	LED blink con intensità impostata da PWM0

Tabella 2: possibili stati dei LED.

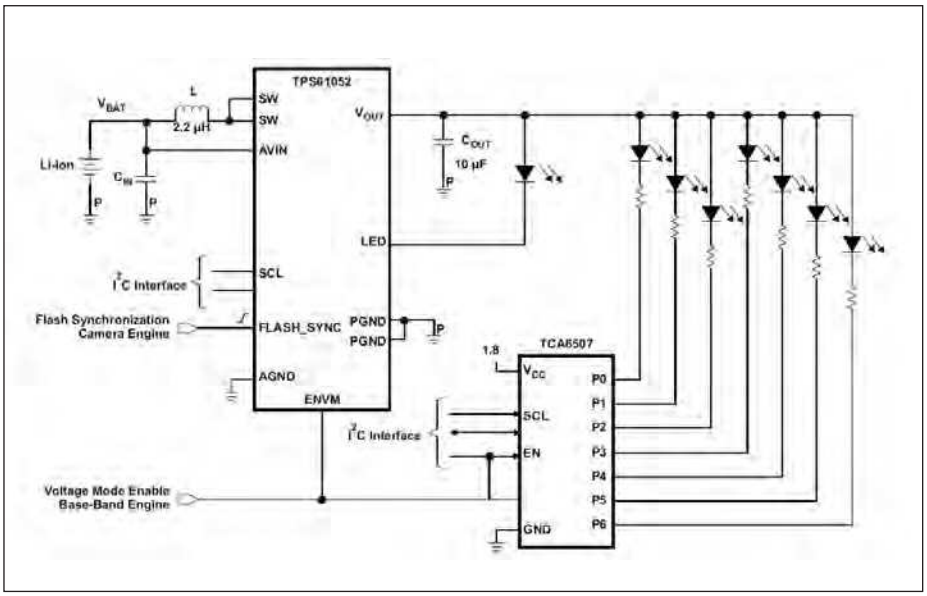
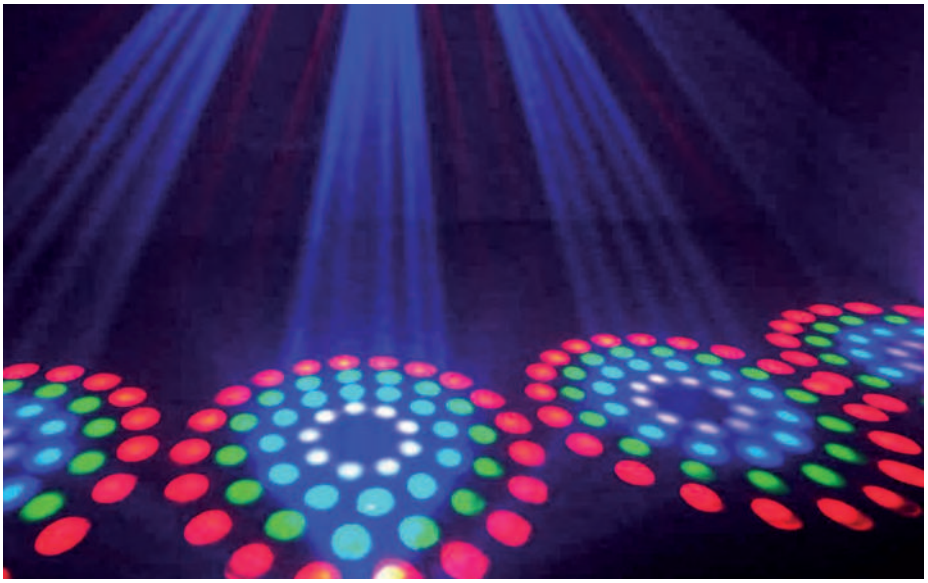


Figura 4: circuito applicativo per gestire delle luci di indicazione.



di blinking e la luminosità dei due PWM (PWM0 e PWM1) per il modello richiesto dall'applicazione. Questo si ottiene semplicemente programmando i registri Fade-On Time, Fully-On Time, Fade-Off Time, First Fully-Off Time, Second Fully-Off Time, e Maximum Intensity. In **figura 2** è possibile vedere come la programmazione di questi registri intervenga sul lampeggio e sull'intensità dei PWM. Ognuno di questi registri ha 8 bit, dove i 4 più alti sono dedicati al BANK1 o PWM1 e i 4 bassi al BANK0 o PWM0. Il massimo tempo impostabile in questi registri è di 16 secondi. Quando sono utilizzati per pilotare LED, le sette uscite possono essere configurate in due banchi (BANK0 e BANK1) basati sul PWM associato. Ogni banco può essere controllato indipendentemente per dimming rate e intensità attraverso il bus I2C. L'intensità di ogni banco di LED viene controllata variando dinamicamente il duty cycle del segnale che pilota le uscite, che ha periodo di circa 8 ms, ossia frequenza 125 Hz. Facciamo un esempio: vogliamo ottenere una modalità di blink come in **figura 3**, assumiamo di realizzarla sul banco 0 quindi usando PWM0. Si può osservare che:

1. l'accensione graduale avviene in 192 ms (ossia 3 in Fade-On Time register);
2. il LED rimane completamente acceso per 384 ms (5 in Fully-On Time register);
3. lo spegnimento graduale avviene in 192 ms (3 in Fade-Off Time register);
4. il LED rimane spento nella prima metà del ciclo per 512 ms (6 in First Fully-Off Time register);
5. il LED rimane spento nella seconda metà del ciclo per 1024 ms (8 in Second Fully-Off Time register);
6. il LED è al 100% dell'intensità nello stato completamente on (15 in Maximum Intensity register).

Si può capire come il TCA6507 sia estremamente versatile e flessibile e possa essere usato in numerosissime applicazioni. Un'utile applicazione per il dispositivo potrebbe essere quella di gestire le luci di indicazione, in **figura 4** è riportato un circuito applicativo con il quale, utilizzando un convertitore boost TPS61052 e il TCA6507, si riesce ad ottenere il gioco di luci desiderato con l'intensità luminosa desiderata. ❑

CODICE MIP 2805177

CAMPAGNA ABBONAMENTI

PROMO tutte 3

RISPARMIO ASSICURATO!
Risparmierai fino a 73,00 EUR sul prezzo di copertina. Garanzia del prezzo bloccato per un anno. Le riviste ti saranno recapitate comodamente a casa. Riceverai un buono sconto del 20% per un tuo prossimo acquisto su www.ieshop.it

UNA PROMOZIONE ESCLUSIVA:

- 11 numeri di FARE ELETTRONICA
- 11 numeri di ELEKTOR
- 11 numeri di FIRMWARE (edizione digitale) compreso l'accesso all'archivio a partire dal numero 49 di febbraio 2010
- 1 anno di accesso al CLUB di FARE ELETTRONICA
- 1 anno di accesso al CLUB di FIRMWARE,
- 20% di sconto per un acquisto su www.ieshop.it

TUTTO A SOLI € 119,50 ANZICHE' € 192,50

Sì, mi abbono alla PROMOTUTTE3 (è possibile abbonarsi online www.ieshop.it/promotutte3)

Riceverò 11 numeri di Fare Elettronica e 11 di Elektor in edizione cartacea, potrò accedere all'archivio di Firmware in edizione digitale a partire dal numero 49 di febbraio 2010 e ai prossimi 11 numeri, compreso un anno di accesso al CLUB di Fare elettronica e Firmware, tutto a **soli € 119,50** anziché €192,50

METODI DI PAGAMENTO

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **ALLEGO ASSEGNO** (Intestato a Inware Edizioni)

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ postepay

PayPal fare il pagamento su paypal@inwaredizioni.it

TITOLARE. . . . . .
NUMERO . . . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, via Giotto 7 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . . Cognome . . . . . .
Indirizzo . . . . . n° . . . . . Cap . . . . . .
. . . . . Città . . . . . Prov . . . . . .
Tel . . . . . Fax . . . . . Email . . . . . .
Ragione Sociale . . . . . Codice fiscale . . . . . Partita IVA . . . . . .

DATA . . . . . FIRMA . . . . . ☐ Fattura

1

PERCHÉ SCEGLIERE FARE ELETTRONICA:

LAVORO: Se lavori come progettista elettronico, Fare Elettronica saprà esserti utilissima con numerose idee e spunti sia dal punto di vista pratico che teorico. DIDATTICA: se lavori come insegnante in una scuola ad indirizzo tecnico, Fare Elettronica risulterà tra le migliori fonti di ispirazione per te e per i tuoi allievi. AGGIORNAMENTO TECNOLOGICO: se sei alla ricerca di una fonte d'ispirazione, Fare Elettronica non ti deluderà, fornendoti l'aggiornamento sulle più recenti tecnologie, trattate in modo esauriente e competente. HOBBY: se invece l'elettronica è la tua passione, Fare Elettronica ti permetterà di coltivarla giorno per giorno con progetti sempre appassionanti ed alla tua portata.

2

PERCHÉ SCEGLIERE FIRMWARE:

Firmware è una fantastica rivista digitale, tra le prime uscite nel settore dell'elettronica e la prima in assoluto in lingua italiana. Nasce come naturale evoluzione della rivista Firmware in edizione cartacea, rivista dedicata ai professionisti dell'elettronica, esigenti e competenti bisognosi di uno strumento di aggiornamento e di know how per l'elettronica professionale. Firmware è basata su una piattaforma che saprà regalarti una nuova esperienza di accesso a incredibili contenuti. Nessuna rivista ti sembrerà più all'altezza dopo aver visto Firmware!

3

PERCHÉ SCEGLIERE ELEKTOR:

Elektor è in circolazione in oltre 50 Paesi con un totale di 300,000 copie mensili. Pubblicato in Inghilterra, Francia, Paesi Bassi, Spagna, Grecia, Portogallo, Brasile, Svezia, Finlandia, Germania, Italia, Stati Uniti. La rivista Elektor è distribuita a livello mondiale tramite abbonamento, edicole e librerie. I siti internet sono tradotti in Inglese, Tedesco, Francese, Italiano, Cinese, Portoghese, Brasiliano, Svedese e Greco. 2 milioni di lettori mensili. 140.000 visitatori web mensili. 43.000 abbonati a e-weekly, la newsletter digitale. Elektor propone progetti di elevata qualità ideali per l'autocostruzione nei campi dei microcontrollori, audio high-end, RC modelling, RF e test & measurement. Elektor è creata da veri appassionati di elettronica. Elektor è l'unica rivista internazionale indipendente a vantare un laboratorio di progettazione e PCB design interno.

PERCHÉ SCEGLIERE TUTTE E TRE LE RIVISTE

Perché solo Inware Edizioni può darti una offerta così completa a condizioni così convenienti con un mix di aggiornamento, conoscenza, stimolo, divertimento e professionalità! Approfitta della fantastica PROMOTUTTE3 non te ne pentirai

CODICE MIP 2815358

di DANIELE CAPPA

CANE... "elettrico"

Ovvero recinto elettrificato per contenere mandrie, greggi o per tenere fuori dal campo coltivato ospiti famelici e non invitati!

Un premessa è d'obbligo: il recinto elettrificato deve essere segnalato da appositi cartelli di colore giallo, posti secondo le modalità di legge (le vedremo in seguito, è bene documentarsi). Le informazioni sono reperibili in rete, ma qualsiasi consorzio agrario è in grado di fornire i ragguagli del caso e gli eventuali accessori di cui potremmo aver bisogno. Vediamo dunque di che cosa si tratta.
Fisicamente è un filo metallico, di solito ferro zincato – ma può essere anche una striscia di diversa altezza e di colore appropriato – supportato da pali in legno e comunque provvisto di idonei isolatori, che circonda l'area da proteggere. Sul filo è presente una tensione impulsiva molto alta, 20 – 25 kV, generata da una normale bobina di accensione da auto preceduta da una manciata di elettronica necessaria a generare gli impulsi inizialmente a tensione più bassa, tra 150 e 200 V. Il tutto è evidentemente alimentato a batteria.
Si utilizza normalmente per tenere riuniti bovini o cavalli, più raramente greggi di ovini. Gli animali di solito si avvicinano raramente al filo; una volta imparato che è bene non toccarlo basterà la sua presenza per impedire evasioni. Il pelo è un discreto isolante, dunque animali a pelo lungo sono meno sensibili alle scariche, anche se la pressione sul filo abbassa la resistenza del pelo e rende ugualmente efficace la scarica. Per animali più piccoli sono reperibili reti colorate e solo in parte metalliche. Analogo il discorso nel caso di campi coltivati che vanno protetti da cinghiali e altri divoratori notturni.
La scarica che fornisce l'oggetto è notevole e piuttosto fastidiosa, ma nulla di pericoloso, né per l'uomo e ancor meno per il bestiame, l'alta tensione è accompagnata da una disponibilità di corrente modestissima.
Il sistema, ben lontano da scatenare polemiche circa l'etica o la legittimità, è normalmente adottato anche da enti statali, in parchi o zone adiacenti dove l'intero sistema è spesso fornito in "comodato d'uso" dalle stesse amministrazioni e dallo stesso WWF.
Al fine di limitare le incursioni degli ungulati nei campi coltivati vengono utilizzati sistemi analoghi, ma non solo: è di un paio di anni fa l'utilizzo sull'altopiano di Asiago di recinti elettrificati a protezione di alveari regolarmente visitati da un orso "golosone". Di qualche anno prima è la difesa, sempre con sistema analoghi, nei confronti di Gemma, un'orsa residente sull'Appennino abruzzese colpevole di essere "golosa di pollame". Il sistema ha risolto problema dell'animale il quale era arrivata a cercare cibo fin dentro i centri abitati.

UN PO' DI STORIA...

Negli anni Settanta in commercio erano reperibili oggetti analoghi, costruiti intorno alla solita bobina da auto a cui faceva capo un generatore di impulsi di tipo meccanico, in pratica una coppia di "puntine" assolutamente analoghe a quelle montate all'epoca su tutte le auto, a cui era stato applicato un meccanismo a molla che ne ritardava il funzionamento di alcuni secondi. Il risultato erano sempre impulsi elevati ad alta tensione dalla bobina da applicare a un filo metallico. Gianmaria IW1AU ha cercato uno di questi oggetti, ma purtroppo quanto ha reperito non aveva più nulla di utile, neppure co-

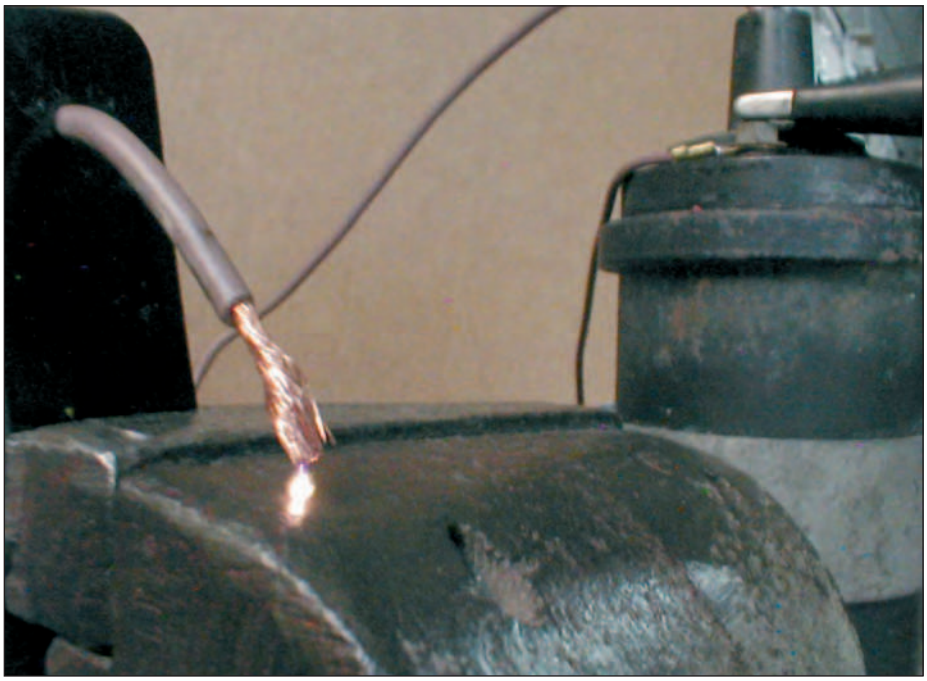


Figura 1: le prime prove.

me documentazione fotografica! Grazie comunque.
In seguito sono apparsi esemplari dotati di controllo elettronico, a componenti discreti. Del tutto analoghi a quanto vedremo ora.

IL NOSTRO "CANE"

Vediamo dunque i parametri di progetto e le premesse di funzionamento. L'oggetto deve funzionare a batteria, dunque il consumo deve essere modesto quanto basta ad assicurare una buona autonomia. Impiegheremo sicuramente batterie ricaricabili, meglio se il sistema prevede la possibilità di sostituire la batteria scarica mentre si effettua la ricarica della prima.
Il materiale impiegato deve essere reperibile senza problemi, dunque niente trasformatori particolari o autocostruiti. La bobina AT deve essere un comune modello da auto, reperibile da un demolitore o da un vecchio autoriparatore.
Il tutto deve essere affidabile e a prova di allevatore, ovvero non deve essere possibile provocarne la rottura dall'esterno, non deve insomma rompersi neppure in mano a chi ne fa un uso maldestro. Il tutto andrà evidentemente collocato in un contenitore stagno, o quanto meno di forma tale che sia possibile e agevole ripararlo dagli eventi atmosferici.
Entriamo più nello specifico e vediamo i blocchi che compongono il nostro elettrificatore. L'alta tensione è ottenuta impiegando una vecchia bobina da auto, l'impulso è generato da un diac che innesca il gate di un SCR alimentato a circa 150 V, ottenuti da un survoltore costruito intorno a un piccolo trasformatore alimentato da un coppia di transistor complementari a loro volta pilotati ai soliti 50 Hz da un comune 555.
Ne risultano 23 scariche al minuto con un tensione valutabile tra i 20 e i 25 kV, accompagnata da un corrente estremamente bassa che rende la scarica molto fastidiosa, ma assolutamente innocua sia per l'uomo sia per gli animali.
Il consumo è modesto, in media 40 mA, in prima approssimazione la durata in giorni della batteria è pari alla sua capacità in Ah. Impiegando una batteria da 7 Ah (stile antifurto) il tutto sarà attivo per una settimana, impiegando una batteria da auto da 40Ah avremo almeno 40 giorni di autonomia.
Tra le caratteristiche dei modelli commerciali è citata la potenza della scarica, espressa in joule. Il calcolo preciso è piuttosto complicato, ma una ragionevole stima porta a considerare la potenza del nostro elettrificatore a 0,6 joule, con una stima iniziale di 1,3 J.
Un modello commerciale "entry level" fornisce una potenza di 0,2 J con cui si *dovrebbero* elettrificare recinti da 500 a 8.000 metri, secondo la vegetazione presente. Modelli di questa fascia sono com-

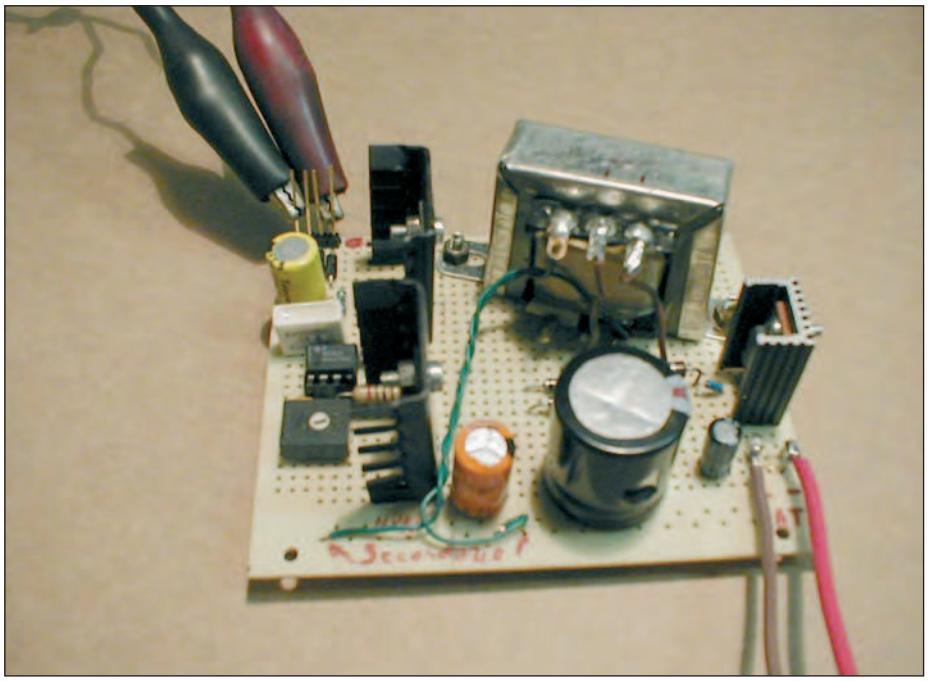


Figura 2: l'elettronica durante i test.

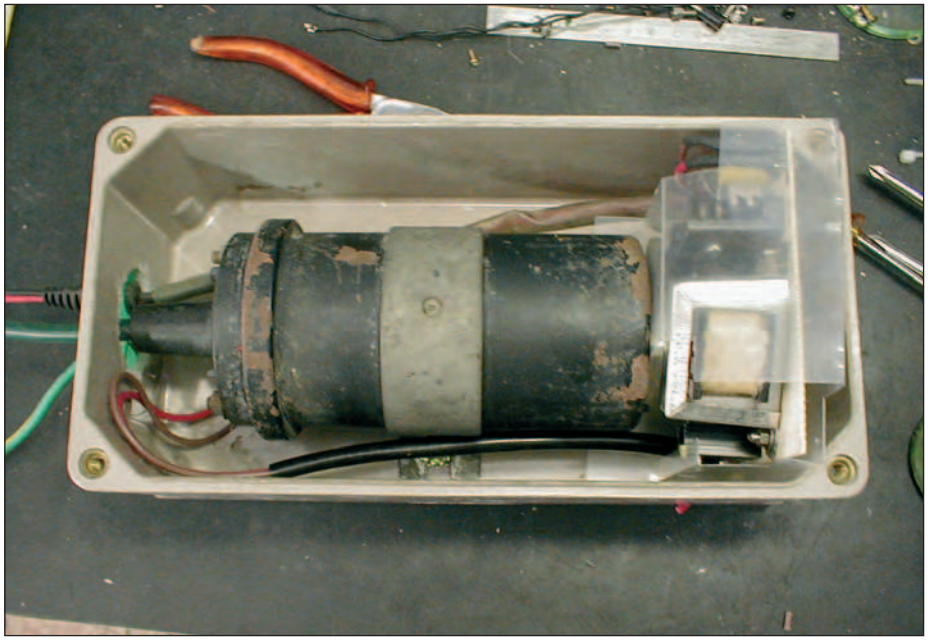


Figura 3: l'elettrificatore in fase di chiusura.

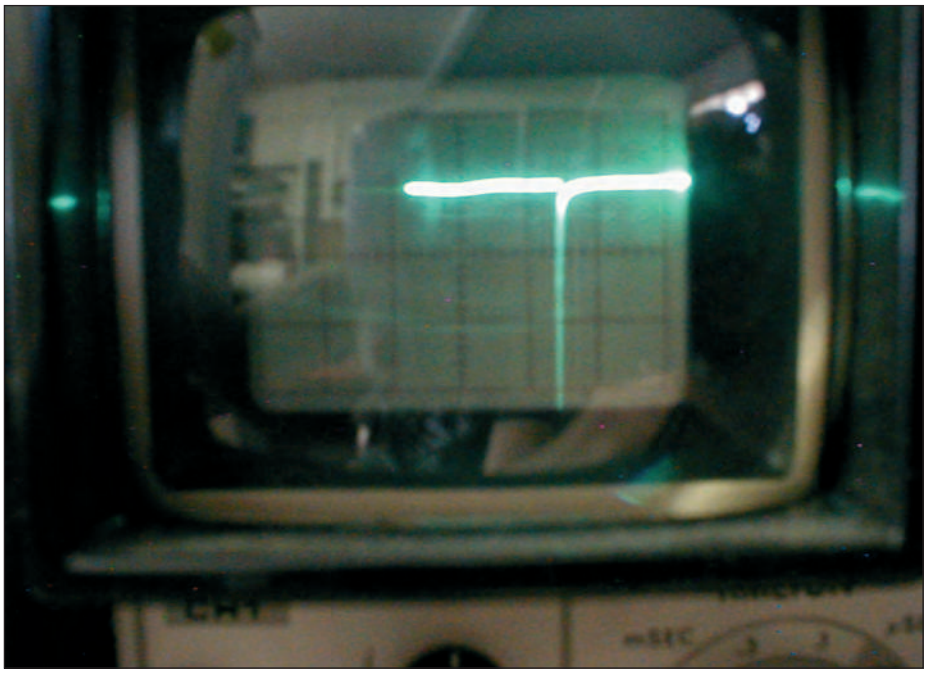


Figura 4: il picco negativo della scintilla, con attenuature 1.000.00 a 1!

Figura 5: le prove sul campo.

mercializzati a prezzi variabili tra 90 e 150 euro. Questa è una particolarità importante, un solo filo d'erba che tocca il filo scarica a terra parte dell'energia disponibile, dunque un buon numero di fili che scaricano a terra è in grado di inibire di fatto il funzionamento di tutto il sistema. Vediamo dunque i singoli componenti e il loro scopo di vita. L'oscillatore è il solito NE555, l'unico intervento è la regolazione del V1 per avere in uscita i 50 Hz di rete affinché il trasformatore lavori alla sua frequenza nominale; la regolazione andrà effettuata con un frequenzimetro, anche quello del tester. L'uscita del 555 pilota due transistor abbondantemente sovradimensionati, ormai avevo montato quelli, ma una qualsiasi coppia complementare da 1 A 100 V va più che bene.

Il transistor in alto, Q1, (NPN) carica il condensatore C2 che nel semiperiodo successivo si scaricherà su Q2 (PNP). Questo genera una corrente alternata (che di sinusoidale ha poco o nulla) che alimenta il trasformatore T1; al condensatore fa capo l'ex secondario, ovvero l'avvolgimento a bassa tensione. Si tratta di un piccolo trasformatore da 5 W, nel prototipo era un 220/9 volt, ma qualsiasi esemplare da 6 a 12 V di secondario va più che bene. Ovviamente se ne impieghiamo uno da 6 V avremo sull'ex primario una tensione maggiore rispetto a uno da 12 V. È importante che il trasformatore sia piuttosto piccolo e comunque sotto i 10 W. Dall'altro lato del trasformatore troviamo due diodi in serie, per aumentare la tensione inversa totale. Si tratta di due 1N4007 che è bene non sostituire con esemplari dalle caratteristiche di tensione minori. I diodi raddrizzano la corrente proveniente dal trasformatore e caricano C6, un elettrolitico ricavato da un alimentatore a commutazione (56 microF, 400 V); è bene non utilizzare elementi a tensione più bassa. In parallelo all'elettrolitico è presente una resistenza di elevato valore, 4,7 megaohm, che è *indispensabile*. La sua assenza impedisce di fatto al condensatore di scaricarsi e questi elementi mantengono la carica anche per un paio di giorni. La sua scarica su un dito non è gradevole. Il condensatore impiega qualche secondo a caricarsi, in realtà non si carica mai completamente perché appena l'elettrolitico da 10 microF (C7) raggiunge 30 V il diac D3 entra in conduzione fornendo all'SCR l'impulso che ne provoca la chiusura. C6 si scarica sulla bobina T2 (come abbiamo visto è una bobina AT, ex auto) che genera l'impulso di alta tensione sul filo collegato al nostro recinto. Appena il condensatore si è scaricato l'SCR torna nella condizione iniziale, C6 si ricarica e il ciclo riprende.

Affinché il tutto funzioni è necessario che il condensatore si scarichi completamente, ovvero che il gruppo oscillatore non sia in grado di fornire troppa corrente. Infatti se la corrente fornita a C6 fosse maggiore si rischierebbe che la tensione ai capi dell'SCR non scenda sotto la soglia in cui il componente smette di con-

Un'offerta formativa unica nel suo genere: corsi sulle tematiche più attuali e sull'apprendimento delle tecniche di progettazione aggiornate

CORSI A CATALOGO 2012
WWW.FORTRONIC.IT

TEMATICHE

LED & DISPLAY
- LED TECNOLOGY
- FONDAMENTI DI LED LIGHTING DESIGN
- CERTIFICAZIONI e NORMATIVE

PROGETTAZIONE
- PROGETTARE CON I PIC
  livello base
- PROGETTARE CON I PIC
  livello avanzato
- PROGRAMMAZIONE IN C
  per microcontrollori embedded a 8 e 32 bit

RF & WIRELESS
- INTRODUZIONE ALLE COMUNICAZIONI SHORT RANGE
- IL PROTOCOLLO DI ZIGBEE

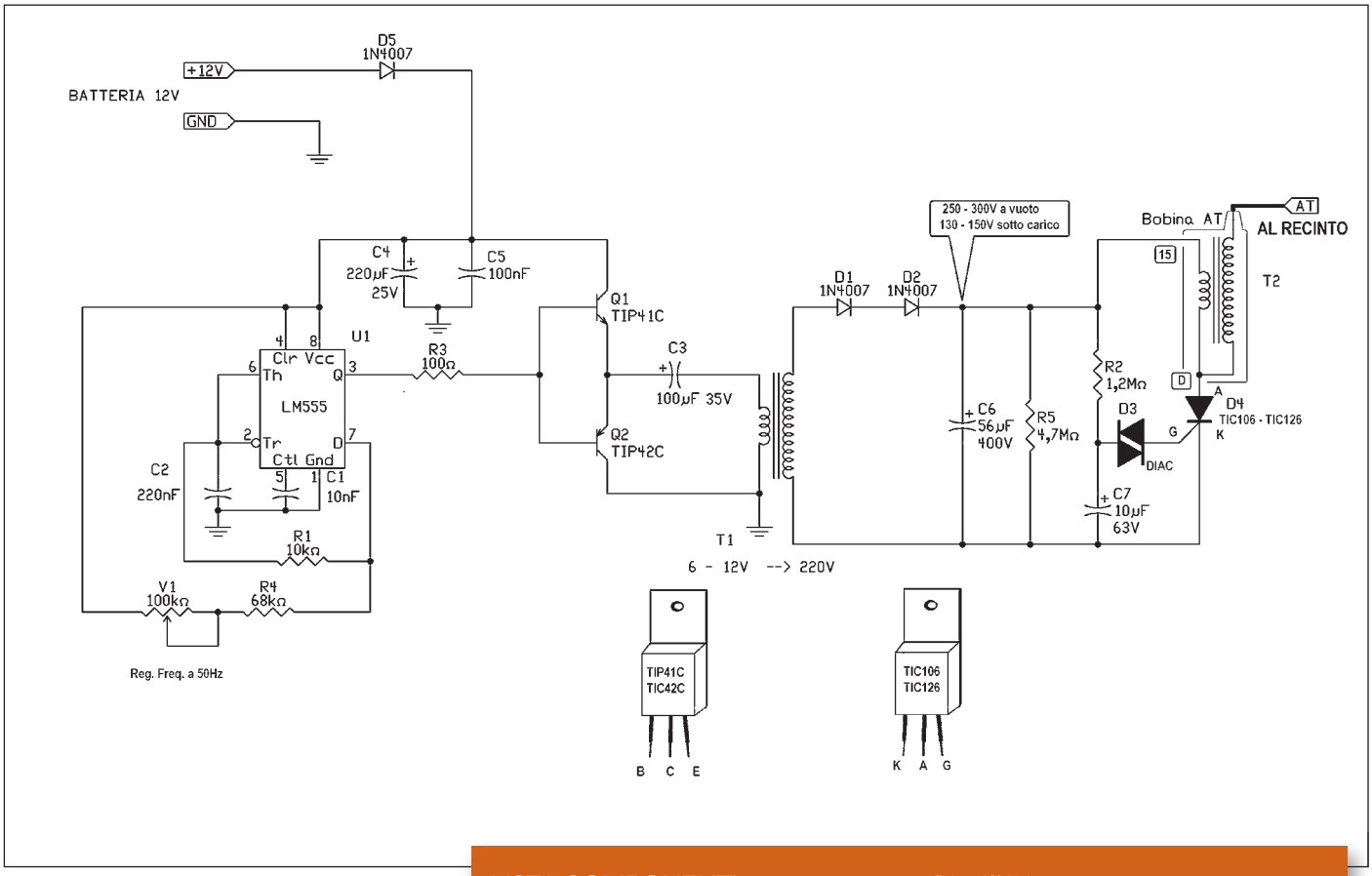
POWER ENERGY
- CONTROL TECHNIQUES FOR DC-DC SWITCHING POWER SUPPLIES
- DESIGN OF HIGH-ENERGY-EFFICIENT SWITCHING CONVERTERS
- ELETTRONICA DI POTENZA PER IL FOTOVOLTAICO

FORMAZIONE TECNOIMPRESE

Tecnoimprese è iscritto all'albo enti di formazione della Regione Lombardia

CODICE MIP 2799886

PER MAGGIORI INFORMAZIONI: training@tecnoimprese.it - Tel. 02 210 111 241



durre con il risultato di avere un solo impulso iniziale. Per questa ragione il raddrizzatore (D1 e D2) è a una sola semionda. Due parole sul diac, si tratta di un componente molto utilizzato anni fa, ma che ora è in disuso. Lo si può considerare come un triac a cui manca il gate, oppure come due diodi zener in anti-serie. In realtà l'unico componente in grado di sostituirlo è una semplice lampadina al neon, i vecchi "pisellini" che erano utilizzati come lampada spia alcuni anni fa. L'unica modifica per utilizzare il pivellino al neon al posto del diac è il condensatore C7 che dovrà passare da 10 a 3,3 - 4,7 microF e la tensione di lavoro che dovrà ora essere di almeno 100 – 150 V. La spia al neon infatti "scarica" a 60 - 90 V invece che a 30 V come fa il diac.

MONTAGGIO E PRECAUZIONI

Anche se si parte dai soliti 12 V le tensioni in gioco nel circuito sono notevoli. In ogni stadio la disponibilità di corrente è minima, dunque il massimo che possiamo ottenere è un vigoroso pizzicotto al dito, ma è comunque una buona idea fare le cose con calma e prestare la massima attenzione a dove si mettono le mani. Una raccomandazione: *non tentate di misurare la tensione all'uscita della bobina*, la corrente è minima, ma la tensione è tale che *sicuramente danneggerà il tester o l'oscilloscopio!* La **figura 4** è stata realizzata impiegando un attenuatore 1.000.000:1 (un milione a uno, realizzato con una resistenza da 10 megaohm e una da 10 ohm ai cui capi è stata collegata la sonda), l'oscilloscopio era settato a 10 mV/div dunque la misura (in assenza di carico) è oltre i 30 Kv. Il prototipo è stato assemblato su una basetta millefiori (100 x 80 mm), l'unico componente esterno è la bobina AT da auto. Il tutto è stato inscatolato in un contenitore da esterni da cui fuoriescono solamente i due cavi di alimentazione, il filo di terra e il filo per alta tensione da collegarsi al recinto.

Il circuito è stato idealmente diviso in due, la parte collegata all'avvolgimento a bassa tensione di T1 è separata da quel-

LISTA COMPONENTI

R1 -10 kohm
R2 - 1,2 Megaohm
R3 - 100 ohm
R4 - 68 kohm
R5 – 4,7 Megaohm
V1 – 100 kohm, trimmer
C1 – 10 nF
C2 – 220 nF
C3 – 100 microF 35 V
C4 – 220 microF 25 V
C5 – 100 nF
C6 – 56 microF 400 V
D1 – 1N4007
D2 – 1N4007
D3 – Diac
D4 – SCR TIC126 o TIC106 5 A 600 – 800 V
D5 – 1N4007
Q1 – TIP41C NPN almeno 1 A, 100 V
Q2 – TIP42C PNP almeno 1 A, 100 V
U1 – LM555 o equivalente, NON Cmos!
T1 – Trasformatore 220 – 9 V, 5 W
T2 – bobina AT ex accensione autovettura
- Contenitore stagno
- Cavo per alta tensione
- Punta di terra

la collegata al primario. I due transistor complementari montati sul prototipo su due vistose alette in realtà sono abbondantemente sovradimensionati, con 6 A di collettore e 100 V per la Vce con una corrente che solo per qualche istante sfiora i 100 mA… una coppia di BC237/BC337 potrebbe tranquillamente soddisfare le nostre esigenze. I due sono dunque tranquillamente sostituibili con qualsiasi coppia complementare che sia in grado di fornire 1 A di collettore con una Vce di 80 - 100 V.
Il diodo D5 ci mette al riparo da eventuali inversioni della batteria di alimentazione, dato l'uso, e considerando che l'utilizzatore finale potrebbe non essere troppo attento in merito è bene *non eliminarlo!*
La bobina ad alta tensione ha due soli collegamenti nella parte superiore, di solito contrassegnati con il numero "15". Quello è il lato da collegare al positivo, ovvero al nodo D2-C6-R5-R2; il polo negativo, che di solito era connesso alle puntine, riporta una "D" e va collegato all'anodo dell'SCR D4. Il collegamento tra i due lati della bobina AT è interno alla medesima e non va realizzato. È bene notare che la scarica che si ottiene è "negativa" rispetto a terra. Il collegamento di terra è molto importante, dovrà essere formato da una puntazza di metallo, rame od ottone, meglio evitare materiali ferrosi che arrugginiscono, la ruggine è isolante e un cattivo collegamento a terra impedisce di fatto il funzionamento dell'impianto.
Possiamo utilizzare una sbarra di inox, o di alluminio, magari un pezzo di tubo proveniente da un'antenna. Per piantarlo sceglieremo un punto più umido possibile, nel caso qualche secchiata d'acqua attorno al picchetto potrebbe migliorare la situazione.
Il cavo che porta all'esterno l'alta tensione dovrà essere adatto, basterà recuperare insieme alla bobina anche un paio di cavi delle candele che hanno già il connettore adatto all'inserimento del contatto di uscita della bobina da auto.

USO SUL CAMPO

L'utilizzo sul campo prevede alcune norme, dando per scontato che il nostro oggetto non ha evidentemente alcuna omologazione, né rispetta alcuna, eventuale, normativa. Vediamo di non metterci nei guai per una pessima installazione.
Il recinto potrà essere realizzato con filo di ferro, filo di rame (nudo, non smaltato) o altri metalli. In commercio sono reperibili conduttori adatti, anche del tipo a nastro. In bobine da 250 metri costano di solito meno di 10 euro.
Anche se le informazioni in merito sono piuttosto scarse, il recinto va segnalato con cartelli gialli che avvisano della presenza del recinto elettrificato. Venduti in confezioni da 10 pezzi costano di solito circa 2 euro l'uno.
I cartelli andranno posti a una distanza massima di 100 metri uno dall'altro, mentre il recinto dovrà essere ad almeno 3 metri da passaggi pubblici che salgono a 8 metri se il recinto supera i 30 KV.
Non è possibile utilizzare elettrificatori con potenza superiore a 5 joule. Ricordiamoci che il recinto ha lo scopo di tenere animali dentro, o fuori, il perimetro… non è un antifurto! Per questo va segnalato per evitare che "umani" mettano le dita dove fa male. È vero che la scarica è innocua per l'uomo, così come lo è per animali, anche di piccola taglia, ma questo non significa che sia gradevole.
La disposizione del filo, o dei fili, che compongono il recinto andrà effettuata secondo la taglia dell'animale; per taglie piccole si disporranno più fili partendo da 15 - 20 cm da terra, mentre per bovini sarà sufficiente un solo filo all'altezza del petto del bestiame.
Erba o altra vegetazione andrà tagliata e mantenuta bassa, in modo che non tocchi il recinto, pochi fili d'erba sono in grado di scaricare gran parte dell'energia fornita dall'apparecchio.
Si, ma… come lo provo? Ovvero, per verificare che funzioni, che faccio? Ci appoggio il dito? Evidentemente no, basta cercare un lungo filo d'erba, prenderne in mano la parte bassa e appoggiare la punta sul filo elettrificato; facendo scorrere *molto lentamente* il filo d'erba in avanti, ovvero avvicinando le dita al filo metallico sentiremo un lieve pizzicore sulla mano a indicare che il complesso elettrificatore - recinto sta facendo il suo dovere.
Ricordo che per nessuna ragione dovremmo utilizzare tester o strumenti analoghi sul recinto, il risultato sarebbe solo un tester fumato. In commercio esistono strumenti adatti alla misura e al collaudo di questi impianti, ma per un impiego "amatoriale" il filo d'erba è un buon compromesso, economico e sempre disponibile.
Un problema che emerge spesso è il collegamento del recinto, se deve essere un anello chiuso o un filo aperto. Nel recinto "virtualmente" non scorre corrente, dunque lungo il filo non si ha caduta di tensione. In realtà la quantità di corrente disponibile è talmente bassa che qualsiasi cosa è in grado di "caricare" il circuito e far scendere la tensione disponibile di molte migliaia di volt.
Ammettiamo dunque di avere una perdita lungo il recinto, ovvero un ciuffo di erba che tocca il filo elettrificato. Se il filo è aperto, l'effetto maggiore si avrà dal lato dove è presente l'elemento di perdita, da questo lato l'effetto dell'erba è accentuato dalla resistenza del filo su cui cadrà una certa tensione; dall'altro lato avremo solamente l'effetto del carico sull'elettrificatore, ma non la caduta di tensione sul filo.
Se lo stesso problema avviene su un recinto fatto ad anello chiuso la resistenza del conduttore è più bassa, è come se fossero due fili posti in parallelo, dunque la tensione disponibile sul punto di contatto con la dispersione (il ciuffo di erba) sarà più alta, ma entrambi i lati del perimetro soffriranno della perdita.
Nel complesso è consigliabile realizzare sempre anelli chiusi che offrono una maggiore omogeneità di funzionamento e, cosa non trascurabile, sopportano un'interruzione nel perimetro senza avere tratti di recinto non elettrificati, cosa che si verificherebbe nel caso di una interruzione in un recinto realizzato ad anello aperto.

RINGRAZIAMENTI

Oltre gli amici storici che fino ad ora ben sopportano le mie domande (spesso oltre ogni apparente logica), vorrei ringraziare Beppe Siccardi, causa scatenante di tutto quello che avete letto e destinatario finale dell'oggetto descritto, e Vittorio I2VIU (che non conosco personalmente, ma ringrazio comunque) per avermi dato un paio di buone idee con un suo scritto di alcuni anni fa. ❑

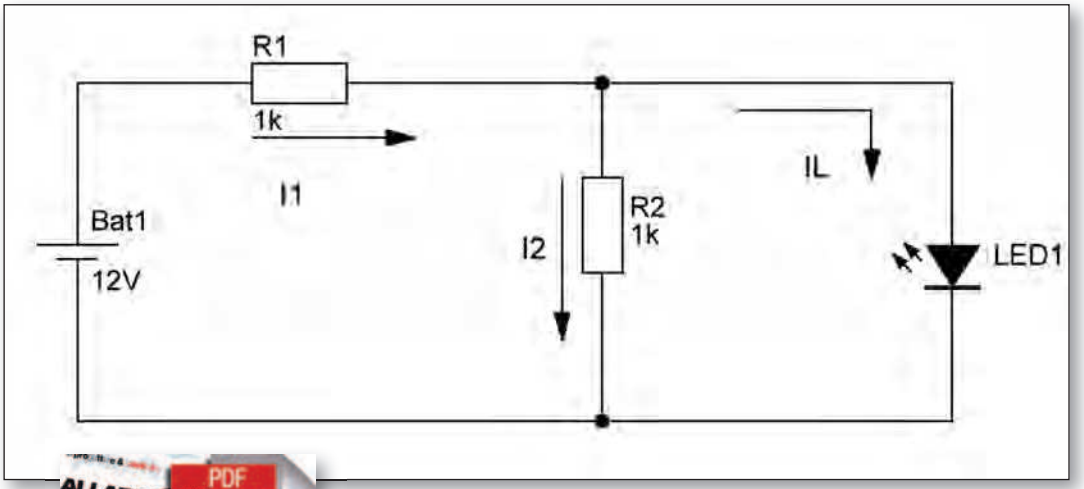
CODICE MIP 2805177

*Le risposte ai quiz "Base" e "Avanzato" vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su www.farelettronica.com/eq specificando la parola chiave **"Gauss"**.*

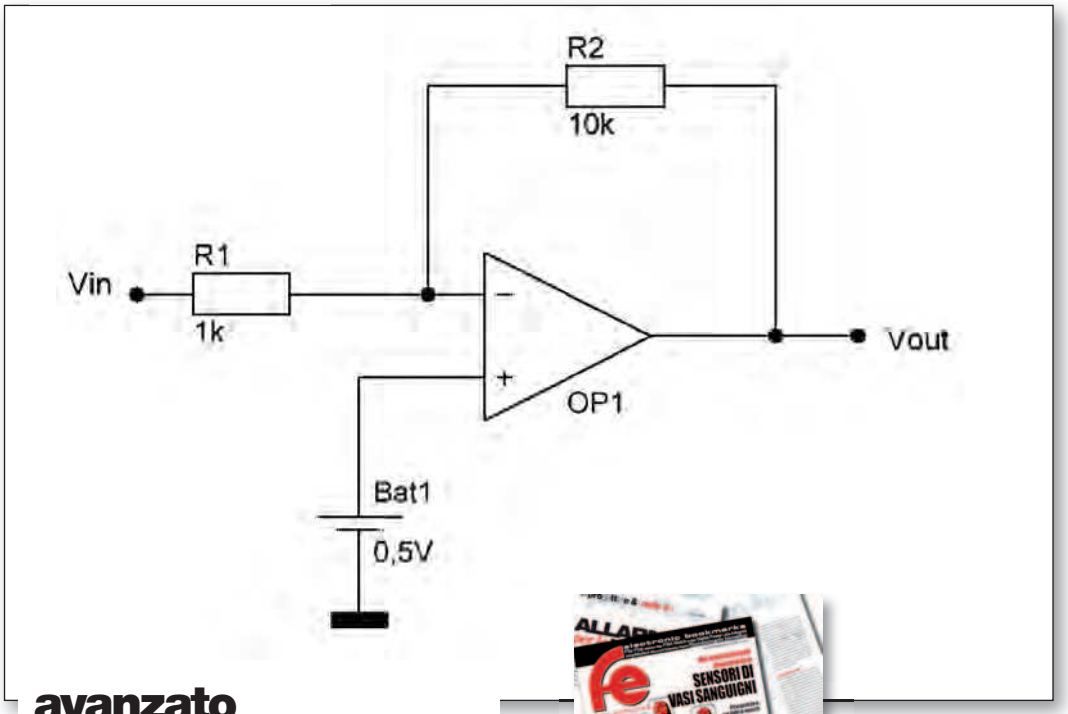
Le risposte ed i vincitori (previa autorizzazione) sono pubblicati alla pagina www.farelettronica.com/eq a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista. A tutti i partecipanti verrà assegnato un buono sconto del 10% (validità 3 mesi dalla data di assegnazione) utilizzabile per un prossimo acquisto su www.ieshop.it

base

Dato il circuito di figura determinare la corrente IL nel LED e la corrente I2 in R2 sapendo che la caduta di tensione sul LED è di 1.2V.



Se rispondi correttamente potrai vincere l'abbonamento (o rinnovo) al Club di Fare Elettronica per 1 anno.



avanzato

Determinare la tensione di uscita del circuito di figura considerando ideale il comportamento dell'operazionale.

Per i più bravi in palio l'abbonamento annuale a Fare Elettronica.

IQRF® Smarter wireless. Simply.

FINO AL 70% DI SCONTO SUGLI STARTER KIT PER I PARTECIPANTI !!

IQRF Wireless Challenge

Design Contest

Mettiti alla prova su
www.iqrf.org/contest

Crea un nuovo progetto con la comunicazione wireless e vinci premi per un valore di 10000 USD

Premio in denaro 6000 USD

La registrazione parte il 1° Dicembre 2011

IQRF è una tecnologia completa per la connettività RF

- Cimentati con i moduli transceiver intelligenti TR-5xB con sistema operativo a bordo, e il supporto di IQMESH
- Costruisci la tua **rete Wireless Mesh con facilità**

Molto facile da implementare 868 MHz o 916 MHz 35 µA Rx!

Questo contest è stato organizzato con il patrocinio di:

- *IARIA – International Academy, Research, and Industry Association*
- *Ministry of Industry and Trade of the Czech Republic*

CODICE MIP 2815366

IARIA

MICRORISC

MINISTRY OF INDUSTRY AND TRADE

IQRF è distribuito in Italia da Inware Providing Innovation www.inware.it

a cura della redazione

OTTIENI IL MASSIMO dal tuo *oscilloscopio*

Si è tenuto lo scorso 21 novembre il webina LeCroy in collaborazione con Fare Elettronica in cui l'Ing. Giacomo Tuveri di LeCroy ha illustrato la struttura di un oscilloscopio e le potenzialità che questo strumento offre. Ecco un report di quanto detto

Essenzialmente un oscilloscopio è uno strumento di misura in grado di visualizzare su uno schermo la forma d'onda del segnale applicato all'ingresso. I primi modelli potevano visualizzare l'onda su un tubo a raggi catodici e non permettevano di effettuare misure approfondite sul segnale visualizzato. L'evoluzione della tecnologia digitale ha trasformato gli oscilloscopi in veri e propri strumenti di calcolo, sostituendo il vecchio CRT con i moderni display LCD grafici.

Parametri fondamentali di un oscilloscopio

*La **figura 1** riassume in modo schematico i blocchi che costituiscono un moderno oscilloscopio digitale. La parte in verde è relativa alla parte di analogica acquisizione dei segnali, mentre la parte in rosso è la parte digitale dedicata all'elaborazione del segnale per la corretta visualizzazione sullo schermo. Il segnale viene campionato e convertito in digitale dal blocco ADC. Recentemente gli oscilloscopi Lecroy utilizzano convertitori analogico/digitale a 12bit ottenendo così una precisione superiore ed una riduzione dell'errore di conversione rispetto ai classi convertitori a 8/10bit. Una volta digitalizzato, il segnale va alla memoria di acquisizione ove i dati rimangono disponibili sia per la visualizzazione che per successive operazioni sul segnale acquisito. I blocchi lavorano tra loro in sincronismo per cui è presente un blocco di generazione di clock che sincronizza tutti gli altri componenti. Il blocco TDC informa il convertitore su quando effettuare la*

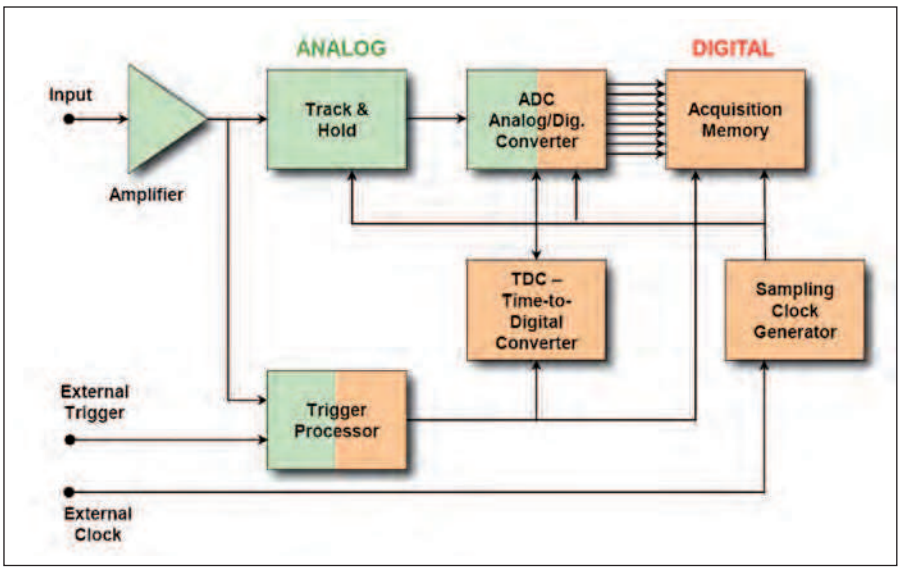


Figura 1: schema a blocchi di un moderno oscilloscopio digitale.

conversione al fine di mantenere e garantire il sincronismo delle operazioni. Infine il blocco trigger ha lo scopo di rendere stabile la visualizzazione del segnale. Ma quali sono i parametri principali che caratterizzano le prestazioni di un oscilloscopio? Primo tra tutti sicuramente la Banda Passante che si distingue in banda analogica e banda digitale. La prima indica il limite in frequenza di tutta la parte analogica di acquisizione del segnale ed è un parametro che classifica la bontà dello strumento. Un oscilloscopio con banda 1GHz non sarà in grado di misurare correttamente segnali di frequenza superiore a tale valore. La banda digitale è invece dipendente dalla velocità di campionamento dello strumento ed è legata alla risposta in frequenza e alla linearità del blocco ADC, nonché alla velocità della memoria di acquisizione. In ***figura 2*** *si vede la differenza nella misura di una forma d'onda con due diverse bande digitali: nel primo caso si possono addirittura vedere i singoli campioni acquisiti a testimonianza di una errata frequenza di campionamento, mentre, nel secondo caso, la forma d'onda visualizzata è molto più fluida e simile a quella realmente applicata allo strumento. La banda dipende anche dalle sonde utilizzate: una sonda passiva può limitare la banda dello strumento anche in modo significativo, è dunque importante scegliere una sonda corretta in funzione della frequenza del segnale da misurare. La banda digitale deve essere almeno il doppio della banda del segnale da utilizzare: questa condizione permette al sistema di ricostruire correttamente il segnale a partire dai campioni.*

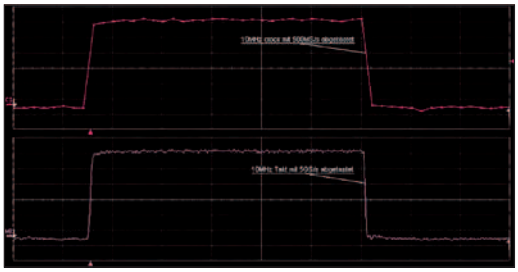


Figura 2: misura di una forma d'onda con due diverse bande digitali.

Campionamento

Il campionamento è il processo mediante il quale lo strumento "fotografa" il segnale di ingresso e ne preleva i campioni che serviranno poi per ricostruirlo sullo schermo. Il campionamento standard è quello in realtime ed è utilizzato per segnali transitori. Campionando ad una frequenza non corretta (ovvero inferiore al doppio della frequenza del segnale) può crearsi il fenomeno dell'Aliasing il cui risultato è la visualizzazione di un segnale completamente differente da quello realmente acquisito. Per segnali sinusoidali è sufficiente una frequenza di campionamento pari al doppio della frequenza del segnale, mentre, in caso di onde quadre, è bene usare una frequenza di campionamento che il almeno 4 volte superiore all'effettiva frequenza del segnale oggetto della misura. In ***figura 3*** *è riportato un esempio di campionamento non corretto che scatena il problema dell'aliasing: il segnale effettivamente applicato allo strumento è la sinusoide tratteggiata mentre le frecce in basso indicano gli istanti di campionamento. la sinusoide in rosso è quella effettivamente*

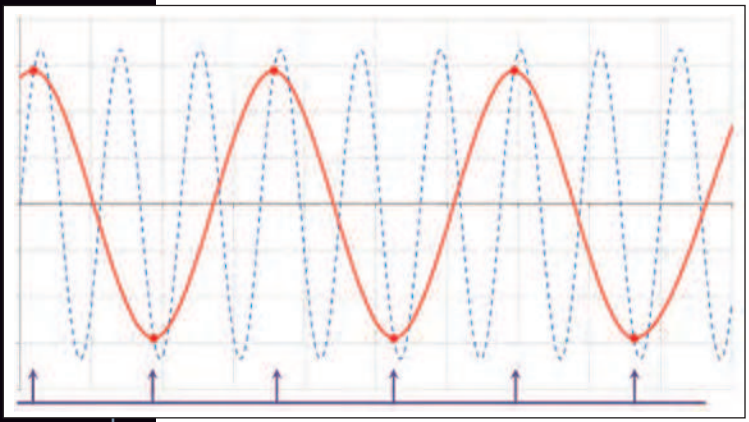


Figura 3: campionamento non corretto che scatena il problema dell'aliasing.

ricostruita dallo strumento in base ai campioni acquisiti e, come si nota, si discosta molto dal segnale originale. Tale problema potrebbe essere erroneamente associato al segnale quando invece è dovuto ad una misura non corretta del segnale stesso da parte dell'operatore che effettua la misura. Altro tipo è il RIS (Random Interleave Sampling) utilizzato in caso di segnali ripetitivi. In questo caso il campionamento non rileva campioni ad intervalli regolari bensì in diversi periodi e quindi in un intervallo di tempo più lungo. In altre parole, nel primo periodo del segnale si rilevano un certo numero di campioni, nel periodo successivo si rilevano lo stesso numero di campioni ma in punti diversi e così via. Dopo un certo numero di periodi si avrà un numero di campioni sufficientemente elevato per ricostruire fedelmente il segnale. Il fatto che tali campioni siano stati ricavati in periodi diversi è irrilevante in quanto il segnale è periodi e quindi si ripete sempre uguale ad ogni periodo. Il campionamento rollmode si usa infine per segnali a variazione molto lenta.

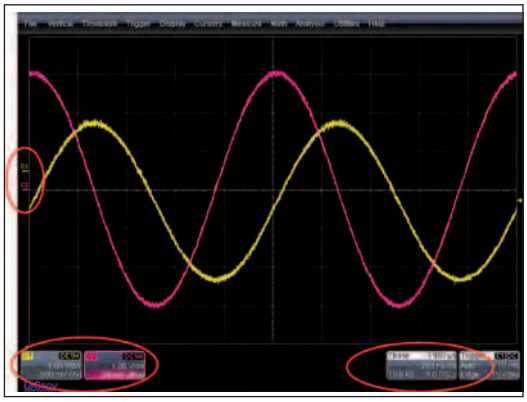


Figura 4: il tipico schermo di un oscilloscopio.

In pratica si effettua una registrazione continua in modo da avere, a fine acquisizione, una fotografia dell'andamento del segnale per tutta la durata del periodo di acquisizione. Il tempo di acquisiziona varia ovviamente in base alla frequenza di campionamento e alla memoria disponibile nello strumento per lo storage dei campioni.

Memorizzazione

La memoria di un oscilloscopio si misura in "punti" (pts): 20Kpts corrispondono, ad esempio, alla capacità di memorizzazione di 20000 campioni. Ogni singolo canale è dotato di memoria e le memorie dei singoli canali possono essere unite per aumentare la memoria complessiva (ovviamente limitando l'uso di ogni singolo canale). E' possibile inoltre lavorare in modalità interleaved che raddoppia la memoria complessiva rinunciando però ad un canale di acquisizione.

Figura 5: la funzione di zoom.

La capacità di memoria definisce anche il tempo di acquisizione. Disponendo infatti di una memoria di 20kps e campionando a 1GS/s si può ricavare il massimo tempo di acquisizione dividendo la memoria per la frequenza di campionamento (nel caso dell'esempio il tempo di acquisizione sarebbe di 20us). Negli oscilloscopi LeCroy la memoria può essere segmentata in modo da dedicare un preciso spazio di memoria ad un singolo evento.

Visualizzazione

Una volta acquisito il segnale, questo viene visualizzato sul display LCD grafico dello strumento. Tipicamente vengono posizionati i vari punti rilevati ed eventualmente uniti tra loro mediante interpolazione. Ovviamente, nel caso di interpolazione, la forma d'onda viene visualizzata in modo più fluido mentre nel

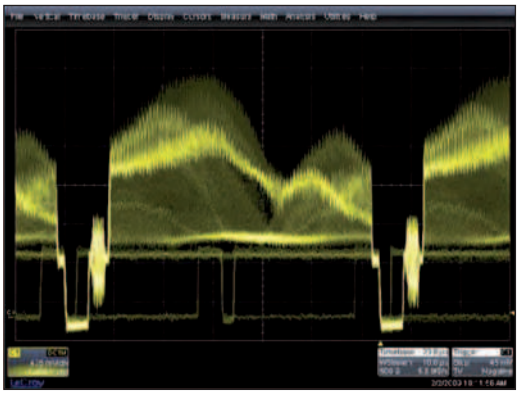


Figura 6: un segnale video in modalità Fast Viewing.

*primo caso vengono visualizzati i soli punti rilevati. Prima della visualizzazione è possibile effettuare calcoli matematici come ad esempio trasformata di Laplace o FFT. Una volta visualizzata la forma d'onda è possibile fare misurazioni mediante cursori mobili e visualizzare le statistiche. Il tipico schermo di un oscilloscopio è mostrato in **figura 4**: sull'asse orizzontale viene riportato il tempo, mentre sull'asse verticale l'ampiezza. In funzione della base dei tempi impostata, è possibile risalire all'intervallo di tempo corrispondente a ciascuna divisione. Nel caso di visualizzazione su più canali vengono mostrate anche due etichette che contraddistinguono ogni singolo canale e, in base alla loro posizione verticale, si può risalire direttamente l'eventuale offset (la componente continua) del segnale, valore leggibile anche nelle label in basso a sinistra nella finestra. Per la visualizzazione del segnale si può scegliere tra due modalità: raw e averaged. Nel primo caso vengono rappresentati tutti i punti così come sono stati acquisiti, mentre nel secondo viene visualizzata una media calcolata tra i punti vicini. In questo caso il segnale viene visualizzato in modo molto più pulito, ma l'oscilloscopio risulterà più lento in quanto la CPU è occupata nel calcolo delle medie dei vari campioni. E' possibile visualizzare uno zoom di un particolare intervallo di tempo pur mantenendo la visualizzazione d'insieme del segnale **(figura 5)**. In visualizzazione si può abilitare anche la modalità Fast Viewing: in questa modalità viene effettuato un refresh dello schermo molto più veloce attribuendo una profondità di colore diversa a seconda della frequenza con cui il segnale viene rilevato all'ingresso. Un esempio è riportato in **figura 6** in cui viene rappresentato un tipico segnale video in modalità Fast Viewing: il colore più intenso corrisponde alla parte di segnale che viene rilevata più frequentemente (in questo caso i segnali di sincronismo).*

Misure sulle forme d'onda

*Una volta visualizzata la forma d'onda è possibile fare una vasta serie di misure sia utilizzando i cursori che i parametri preimpostati **(figura 7)**. Si può quindi facilmente risalire al valore massimo e minimo del segnale, il suo valor medio, ecc… ma anche alla frequenza, il periodo, la larghezza di impulso, il punto di trigger, ecc… Gli oscilloscopi WaveSurfer prevedono anche tutta una serie di misure automatiche sia verticali (in ampiezza) che in orizzontale (periodo/frequenza). La **figura 8** mostra una misura eseguita utilizzando i parametri automatici dell'oscilloscopio: la riga STATUS ci informa che le misure sono state eseguite correttamente ovvero che la quantità di memoria è stata sufficiente a contenere tutti i campioni del segnale.*

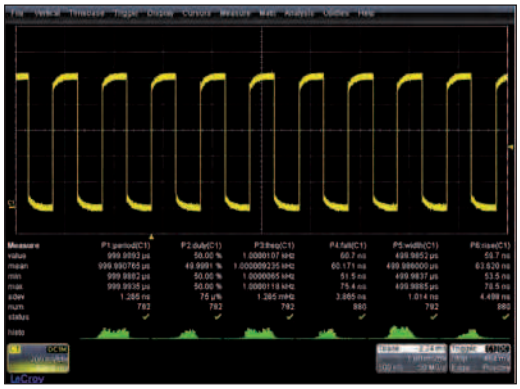


Figura 7: misure con i parametri predefiniti.

Trigger

Il trigger è la modalità con cui viene stabilizzata l'immagine sul display. La più utilizzata è la modalità AUTO ovvero l'oscilloscopio imposta automaticamente la condizione ottimale per visualizzare la forma d'onda in maniera stabile. Altra modalità è la NORMAL che permette di imporre manualmente una condizione periodica al verificarsi della quale ha inizio l'acquisizione. Il SINGLE trigger è, infine, la possibilità di stabilizzare la visualizzazione in corrispondenza di una condizione che si verifica una sola volta. Il livello di trigger, sia in termini di ampiezza che di frequenza, viene

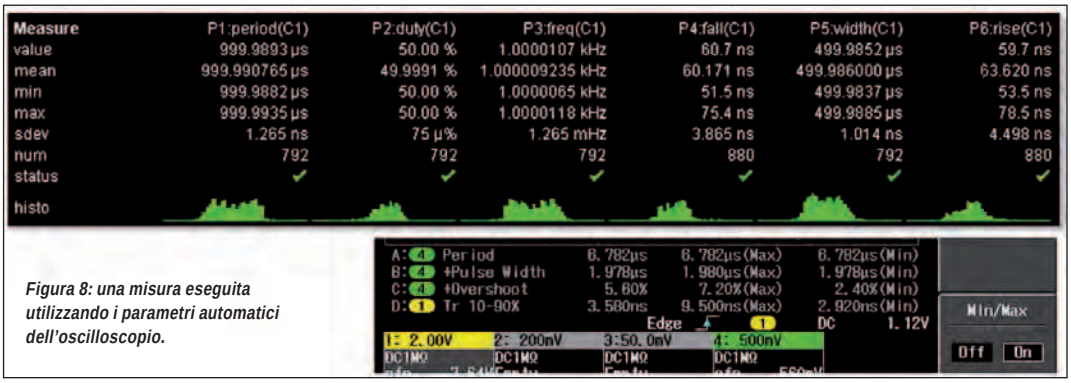


Figura 8: una misura eseguita utilizzando i parametri automatici dell'oscilloscopio.

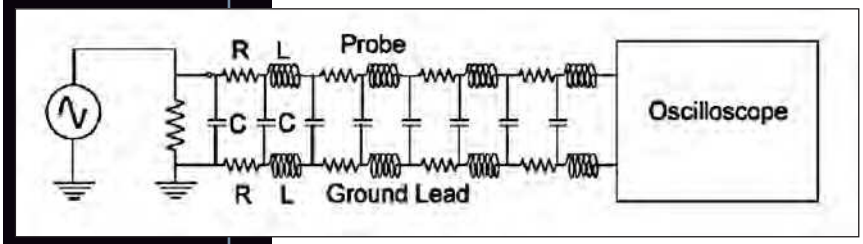


Figura 9: circuito equivalente di una sonda passiva.

visualizzato sullo schermo attraverso due piccole frecce rispettivamente sull'asse verticale ed orizzontale. Nell'oscilloscopio sono disponibili comunque una serie di condizioni standard di trigger come ad esempio il fronte di salita, di discesa, ecc…

Documentazione

La funzione "documentazione" è la possibilità di esportare le forme d'onda per unirle ad una eventuale documentazione. E' possibile esportare:

- *uno screenshot*
- *la configurazione dell'oscilloscopio*
- *i dati dei segnali su ogni canale.*

Negli oscilloscopi LeCroy è presente un tool (LabNotebok) che permette di esportare tutte queste funzioni contemporaneamente. In questo caso è possibile partire dal report per riportare l'oscilloscopio alla visualizzazione originale della forma d'onda per eseguire analisi e misure in tempi successivi. Il report può anche essere inviato vie email direttamente dall'oscilloscopio.

Sonde

La sonda è il puntale tramite il quale viene prelevato il segnale per portarlo all'ingresso vero e proprio dello strumento. Una sonda ideale dovrebbe avere le seguenti caratteristiche:

- *deve essere di facile connessione*
- *deve preservare l'integrità del segnale*
- *non deve provocare alcun effetto di carico*
- *deve avere una buona immunità al rumore.*

*In realtà una sonda, ad esempio una sonda passiva, è schematizzabile come un circuito RLC piuttosto complesso **(figura 9)** per cui si discosta sempre dal comportamento ideale. Sul mercato sono disponibili vari tipi di sonde, tra cui le sonde passive, le sonde attive, le differenziali, le sonde ad alto voltaggio, sonde di corrente. Le sonde passive hanno una banda di 500MHz e, normalmente, vengono fornite a corredo dell'oscilloscopio. Le sonde attive sono adatte a segnali di frequenza superiore si 500MHz e necessitano di alimentazione esterna per poter funzionare correttamente. Le sonde differenziali sono invece utilizzate per misurare segnali non riferiti alla massa del circuito. Le sonde ad alto voltaggio sono equipaggiate da un circuito che opera una forte attenuazione del segnale di ingresso, rendendolo compatibile con l'ingresso dell'oscilloscopio. Generalmente queste sonde supportano tensioni fino a 20KV. Le sonde di corrente infine permettono di visualizzare forme d'onda di corrente senza caricare e alterare il circuito sotto misura.*

Conclusioni

L'oscilloscopio, con le moderne tecnologie, è divenuto uno strumento davvero potente e ricco di funzionalità è dunque bene avere chiari i concetti fondamentali illustrati in questo webinar per poter scegliere il modello più adatto alle proprie esigenze ed utilizzarlo al meglio per i propri scopi. Il webinar è disponibile anche in versione registrata ed è quindi consultabile in qualsiasi momento all'indirizzo www.farelettronica.com/lecroywebinar.

Hai un quesito di elettronica?
Vuoi comunicare con altri appassionati?
Vuoi condividere le tue esperienze?
Tutto questo su IEforum!
www.ieforum.it
CODICE MIP 2815370

di GIOVANNI DI MARIA

Antirimbalzo AVANZATO

In questo articolo tratteremo un tema sempre al centro della progettazione elettronica: l'eliminazione del rimbalzo elettrico. Un problema che affligge gli sviluppatori e i progettisti ma che si puÚ eliminare totalmente utilizzando diverse tecniche, sia software sia hardware

Il rimbalzo elettrico *(bouncing)*, o rumore dei contatti, è un disturbo o una serie di disturbi che avviene sempre nei contatti elettrici di pulsanti, relé e interruttori meccanici. Esso è dovuto al fatto che il contatto metallico, commutato stabilmente in una posizione, non assicura un impulso stabile. Quando si apre o si chiude un contatto elettrico, infatti, esso non produce un impulso univoco ma, al contrario, presenta una serie di impulsi casuali di tensione e di periodo variabile, costituendo in tal modo un segnale indesiderato e dannoso ai fini del progetto finale. Il rimbalzo è dovuto a vari fattori, come all'elasticità del materiale conduttivo, all'inerzia e alla tensione dei contatti, oltre alla presenza di eventuali ossidazioni e sporcizie, anche in minime quantità. Esso è anche determinato dal tipo di contatto, dal tipo di molla di richiamo, dalla forza con cui viene azionato, dalla presenza di archi elettrici e da altri fattori.

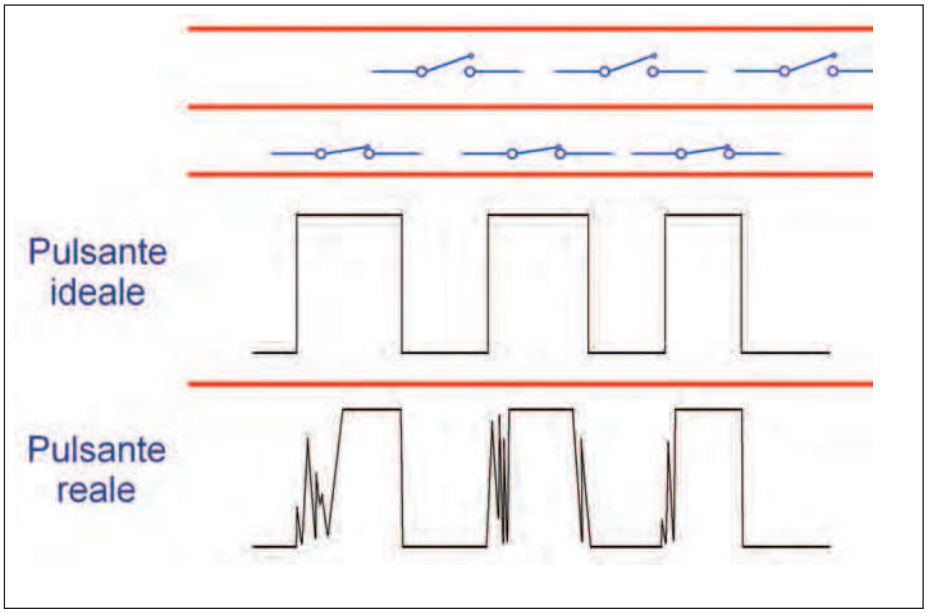


Figura 1: effetti del rimbalzo elettrico.

COME ELIMINARE IL RIMBALZO

In un impianto di illuminazione casalingo, il rimbalzo è sempre presente nei circuiti elettrici e negli interruttori. Se si prova ad accendere la luce, in presenza di oscurità, si può notare, proprio in prossimità dei contatti elettrici, la comparsa di piccole scintille, che testimoniano proprio questo fatto.

Ma se in questa tipologia di impianti il rimbalzo elettrico è ben tollerato e non provoca alcun problema, nelle applicazioni digitali ed elettroniche, esso deve essere assolutamente eliminato.

Pensiamo ad esempio al numero sequenziale che appare negli eliminacode, ai supermercati o agli uffici postali. Normalmente la pressione del pulsante, da parte dell'impiegato, provoca l'avanzamento unitario del numero visualizzato sul tabellone gigante. La sequenza unitaria e costante è assicurata proprio grazie alla presenza di efficienti metodi di antirimbalzo (in inglese *debouncing*). Se essi non fossero stati implementati, il tabellone potrebbe visualizzare ora il numero 18 e quindi, alla successiva pressione, il numero 37, proprio per la presenza di questi indesiderati impulsi.

Per eliminare il rimbalzo esistono svariati metodi, alcuni di tipo hardware e altri di tipo software. L'implementazione di entrambi i metodi consente di ottenere un sistema perfetto, senza la possibilità di incappare in questo fastidioso problema.

Esamineremo prima la soluzione hardware, più tecnica e teorica e poi quella software, grazie all'adozione di accorgimenti con l'ausilio del compilatore mikroBasic.

(g.dimaria@farelettronica.com)

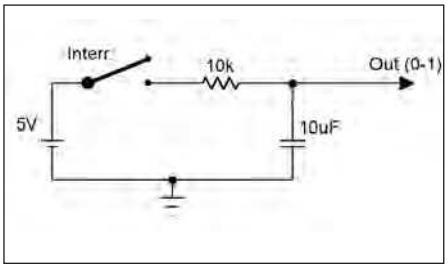


Figura 2: semplice antirimbalzo RC.

ANTIRIMBALZO HARDWARE

Le tecniche hardware di antirimbalzo stanno alla base dell'elettronica digitale. Alcune possono essere implementate con componenti discreti, facilitandone l'applicazione. Altre sono costituite attraverso reti di porte logiche.
Faremo brevemente una carrellata, focalizzando invece più approfonditamente l'antirimbalzo software, che è quello poi che interessa maggiormente ai fini del nostro corso.

Antirimbalzo RC

Supponiamo di voler applicare all'ingresso di una porta logica (o una porta di un microcontrollore) un segnale digitale proveniente da un pulsante. Se esso è, come ovvio, anche minimamente ossidato, all'ingresso produrrà una serie di impulsi (e non uno solo) che saranno normalmente processati.
Utilizzando un resistore e un condensatore, collegati come in figura, si realizza un efficace sistema antirimbalzo. Esaminiamo il circuito nei due stati possibili. Quando l'interruttore o pulsante è aperto, nessuna corrente scorre ovviamente nel circuito, e l'uscita avrà un potenziale logico basso perché è posto a massa dal condensatore, in questo caso scarico. Se si chiude il pulsante, il condensatore si carica progressivamente, per mezzo della resistenza di limitazione, raggiungendo in poco tempo il livello logico alto.
La presenza di un treno di impulsi o picchi di tensione casuali non causa alcun comportamento anomalo e non sarà minimamente rilevato all'uscita, come si evince anche dal grafico.
Il funzionamento circuitale può essere esaminato sotto due punti di vista:

LISTATO **1**

```
rem ************************
rem *      LISTATO 1       *
rem *    Antirimbalzo      *
rem * by Giovanni Di Maria *
rem ************************
program rimbalzo1
dim valore as byte
main:
   trisb=%00000001
   valore=0
   while true
      rem —-Determina numero da visualizzare—-
      select case valore
            case 0
                 portb=%01111110
            case 1
                 portb=%00001100
            case 2
                 portb=%10110110
            case 3
                 portb=%10011110
            case 4
                 portb=%11001100
            case 5
                 portb=%11011010
            case 6
                 portb=%11111010
            case 7
                 portb=%00001110
            case 8
                 portb=%11111110
            case 9
                 portb=%11011110
      end select
      rem —-Se si preme il pulsante——-
      if portb.0=1 then
         delay_ms(200)  'antirimbalzo
         valore=valore+1
         rem —-Se si supera 9 si azzera——-
         if valore>9 then
            valore=0
         end if
      end if
      delay_ms(10) 'pausa antistress
   wend
end.
```

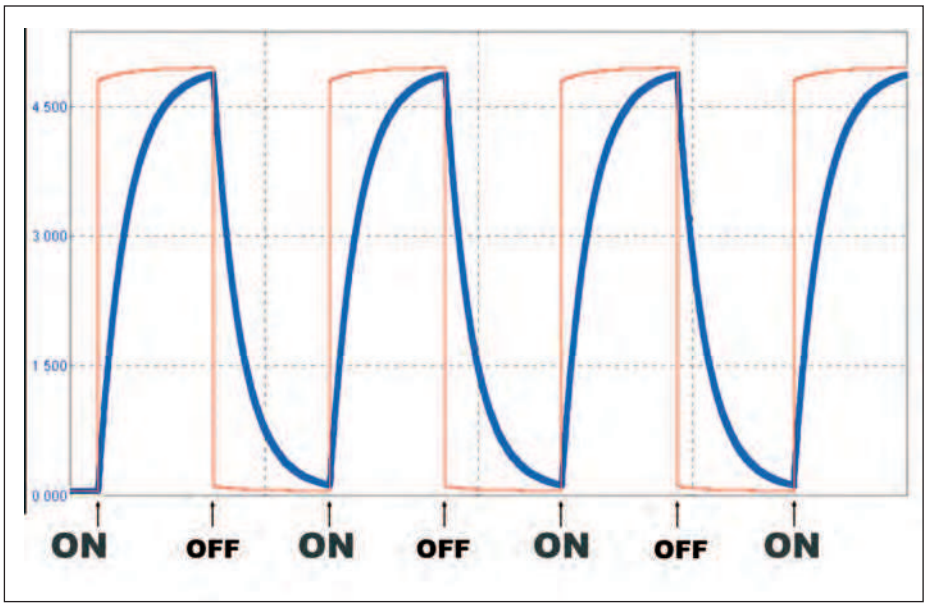


Figura 3: uscita senza rimbalzo con il metodo RC.

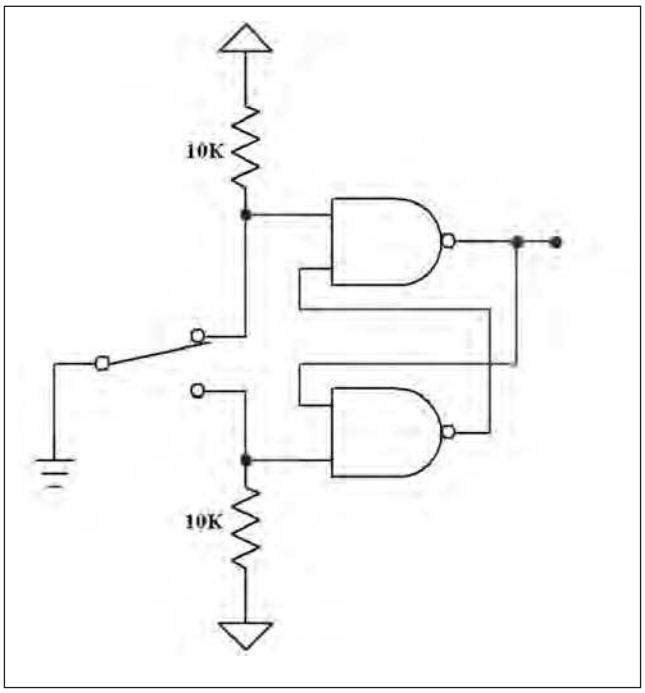


Figura 4: antirimbalzo flip flop di tipo Set-Reset.

• dall'aspetto statico esso costituisce un sistema inerziale che, grazie al condensatore, rallenta e addolcisce il segnale d'uscita;

• dall'aspetto dinamico esso costituisce un filtro passa-basso, nel quale le alte frequenze di contatto sono cortocircuitate a massa, grazie al comportamento del condensatore in alta frequenza, per via della sua reattanza capacitiva.

Occorre pertanto scegliere con cura i valori di R e C, secondo una costante di tempo ben definita.

Antirimbalzo con porte logiche

Una variante, più elegante ma complessa, di antirimbalzo può essere realizzata utilizzando le porte logiche NAND o NOR, collegate tra loro per costituire un flip flop S-R. Il circuito è in grado di mantenere uno stato stabile all'uscita indipendentemente dal numero di impulsi ricevuti sul corrispondente ingresso.

Altri tipi di antirimbalzo

Esistono numerosi altri metodi per eliminare o attenuare il rimbalzo, tutti di tipo hardware. Sono sicuramente meno utilizzati ma consentono, a volte, di risolvere facilmente molti problemi. Solo a titolo di informazione, ne riportiamo alcuni:

• utilizzo di un circuito con monostabile;

• utilizzo di pulsanti di ottima qualità, ad esempio quelli della linea Cherry;

• adozione di un piccolo condensatore in parallelo all'interruttore.

ANTIRIMBALZO SOFTWARE

L'antirimbalzo software non è un circuito elettronico ma una tecnica di programmazione che si prefigge di eliminare, appunto, il rimbalzo elettrico. Una buona implementazione solitamente risolve tutti i problemi e non spinge il progettista a creare anche un circuito di antirimbalzo hardware.

Per applicazioni professionali comunque è meglio utilizzare contemporaneamente entrambe le tecniche, così da scongiurare definitivamente il pericolo del rumore dei contatti.

Abbiamo visto in precedenza che il rumore si verifica all'azionamento di un contatto e dura alcuni millisecondi. In pratica l'uscita del pulsante o interruttore si stabilizza dopo un breve istante, il tempo necessario, appunto, affinché si esauriscano i transitori casuali e gli *"spikes"* aleatori. Dopo di ciò il segnale di uscita diventa stabile e ben definito nel tempo.

In generale dunque un antirimbalzo software è una *routine* di ritardo che ignora, per tutta la durata della sua impostazione, qualsiasi segnale indesiderato.

PRIMA ESPERIENZA: ANTIRIMBALZO SEMPLICE

Il prototipo

Con questa esperienza si vuole implementare un semplice contatore a una cifra, comandato da un pulsante. In questa applicazione l'adozione della tecnica antirimbalzo è obbligatoria, al fine di garantire un buon funzionamento.

Infatti gli impulsi intermedi e di disturbo che si rivelano in rapida successione durante la chiusura del contatto rischiano di essere correttamente acquisiti dal microcontrollore, fornendo un'informazione non precisa al firmware che gestisce l'applicazione.

Il PIC naturalmente non ha alcuna colpa, anzi assolve egregiamente ai suoi compiti

LISTATO 2

```
rem ************************************
rem *            LISTATO 2             *
rem * Antirimbalzo con funzione BUTTON *
rem *      by Giovanni Di Maria        *
rem ************************************

program rimbalzo2
dim valore as byte
main:
   trisb=%00000001
   valore=0
   while true
      select case valore
            case 0
                 portb=%01111110
            case 1
                 portb=%00001100
            case 2
                 portb=%10110110
            case 3
                 portb=%10011110
            case 4
                 portb=%11001100
            case 5
                 portb=%11011010
            case 6
                 portb=%11111010
            case 7
                 portb=%00001110
            case 8
                 portb=%11111110
            case 9
                 portb=%11011110
      end select
      rem —-Se si preme il pulsante——-
      if Button(PORTB, 0, 100, 1)=255 then
         valore=valore+1
         rem —-Se si supera 9 si azzera——-
         if valore>9 then
            valore=0
         end if
      end if
      delay_ms(10)
wend
end.
```

e per questo motivo il rimbalzo deve essere completamente eliminato.

Schema elettrico

Lo schema elettrico è molto generale ma perfettamente funzionante. Può essere adoperato qualunque tipo di microcontrollore, quello che importa è la filosofia del funzionamento della *routine* di antirimbalzo.

In questo schema è utilizzata interamente la PORT-B. Il primo bit di essa (RB0) ha la funzione di ingresso digitale è riceve l'impulso (alto o basso) da parte del pulsante n/a. Se esso non è premuto, la resistenza di pull-down da 10 k assicura un potenziale basso, a riposo. In caso contrario la porta RB0 sarà collegata direttamente a VCC (5 V) per ricevere un livello logico alto. Gli altri sette bit sono utilizzati per accendere o spegnere i segmenti del display a LED, tramite le resistenze di limitazione da 220 ohm. Una codifica opportuna rende possibile la visualizzazione dei numeri.

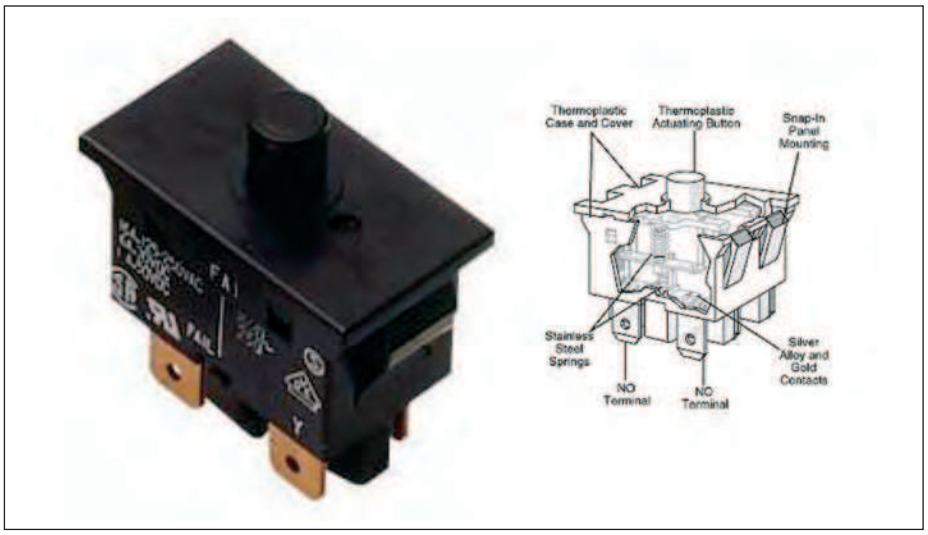
Il programma

Il valore del numero da visualizzare è memorizzato nella variabile "valore" di tipo byte e inizialmente vale 0. Quindi una routine, composta dal costrutto "*select case*" valuta tale variabile e imposta i vari bit della PORTB in modo da illuminare i rispettivi segmenti.

A ogni pressione del pulsante, il valore incrementa di uno. Se non esistesse la pausa antirimbalzo, ogni azione sul tasto farebbe incrementare il numero di un valore casuale ed imprevedibile, falsando il funzionamento del circuito. Con la pausa antirimbalzo invece il funzionamento corretto è assicurato.

Per evitare di aggiungere ulteriori componenti esterni al microcontrollore, il metodo illustrato si basa esclusivamente sull'utilizzo di tecniche di programmazione. La pausa di 200 ms costituisce un buon metodo per eliminare l'antirimbalzo infatti, anche se il pulsante genera numerosi segnali di rumore e interferenza, il PIC non li rileverà in quanto "congelato" dal suddetto tempo di attesa.

Questo metodo ha una controindicazione: il sistema rimane bloccato durante la funzione *delay* e non può compiere altre operazioni. In ogni caso, per le applicazioni a microcontrollore, si può considerare concluso un rimbalzo quando il con-



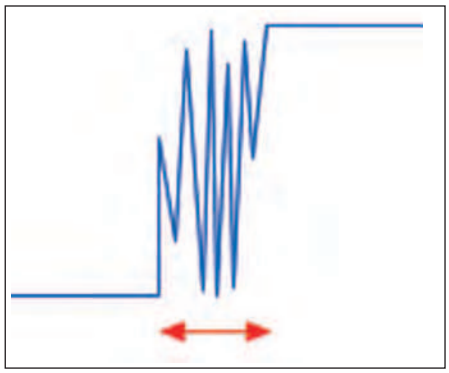


Figura 6: il segnale si stabilizza dopo il rimbalzo.

Figura 5: un pulsante Cherry.

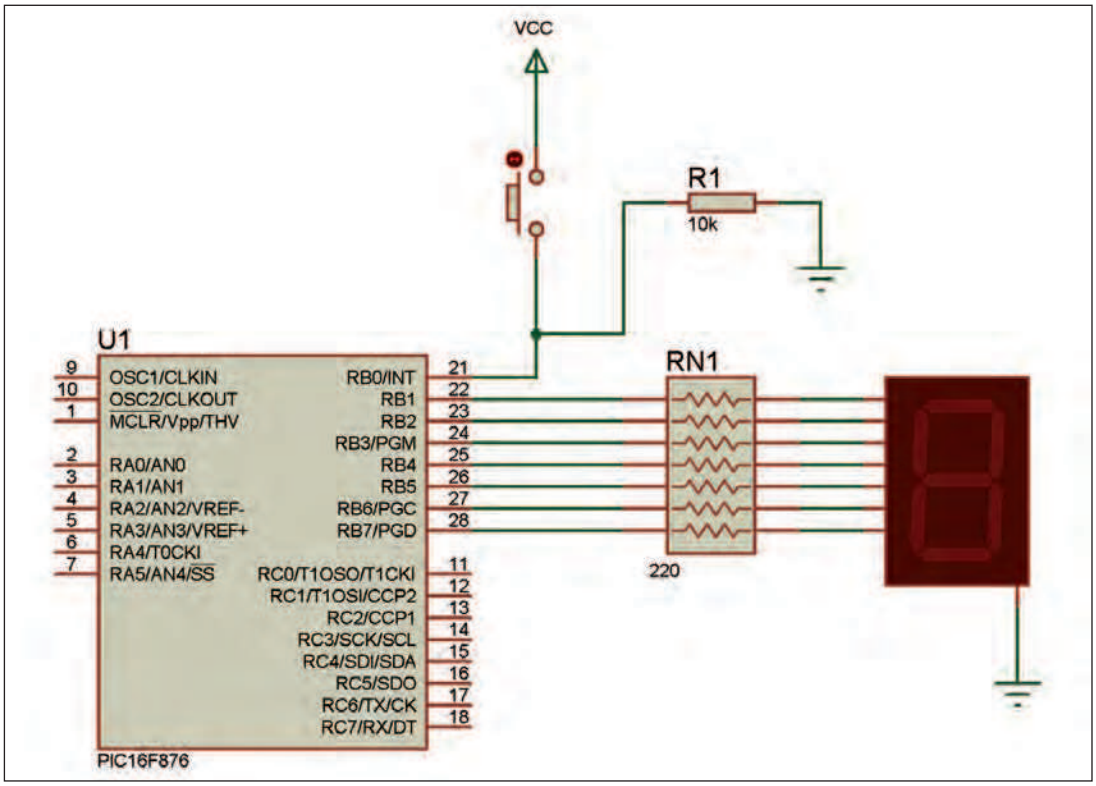


Figura 7: schema elettrico del contatore a una cifra.

tatto si stabilizza entro un periodo di tempo minimo di 30-40 ms. La pausa di 10 ms serve invece a non stressare il PIC, evitando l'esecuzione di milioni di volte del ciclo a vuoto, con velocità elevatissima. Come dire, se l'automobile deve stare ferma, perché spingere al massimo il motore, pur rimanendo in folle?

SECONDA ESPERIENZA: USARE LA FUNZIONE BUILT-IN DI MIKROBASIC

Il mikroBasic mette a disposizione una utile funzione che implementa egregiamente la tecnica dell'antirimbalzo.

Si tratta di una funzione direttamente richiamabile da programma che, automaticamente, attiva il controllo del tasto e anche la pausa di ritardo nella quale considerare attivo il rimbalzo.

La funzione Button

La libreria di mikroBasic fornisce una funzione per la rilevazione della pressione dei tasti e del rimbalzo elettrico, eliminando l'effetto "sfarfallio" dei contatti, durante la pressione del tasto stesso.

Il prototipo della funzione è il seguente:

```
sub function Button(dim byref port as byte, dim pin, time, active_state as byte) as byte.
```

I parametri da passare alla funzione sono i seguenti:

- port: definisce la porta generale sulla quale il pulsante è collegato (per esempio PORTB);
- pin: è il numero del *pin* della porta sul quale il pulsante è collegato (per esempio 4 per PORTB.4 o RB4);

LISTATO 3

```
rem ************************************
rem *            LISTATO 3             *
rem *           Anti-Repeat            *
rem *      by Giovanni Di Maria        *
rem ************************************
program rimbalzo3
dim valore as byte
main:
   trisb=%00000001
   valore=0
   while true
      select case valore
            case 0
                 portb=%01111110
            case 1
                 portb=%00001100
            case 2
                 portb=%10110110
            case 3
                 portb=%10011110
            case 4
                 portb=%11001100
            case 5
                 portb=%11011010
            case 6
                 portb=%11111010
            case 7
                 portb=%00001110
            case 8
                 portb=%11111110
            case 9
                 portb=%11011110
      end select
      rem —-Se si preme il pulsante——-
      if portb.0=1 then
         delay_ms(200)  'antirimbalzo
         valore=valore+1
         rem —-Se si supera 9 si azzera——-
         if valore>9 then
            valore=0
         end if
         rem —- Routine Anti-Repeat—-
         while portb.0=1
               delay_ms(50)
         wend
      end if
      delay_ms(10)
wend
end.
```

- **time**: è il tempo di rimbalzo, espresso in millisecondi;
- **active_state**: può essere 0 o 1 e determina se il pulsante è attivo sul vero logico o sul falso logico. Si può implementare quindi una sorta di pulsante negato.

La funzione può restituire due possibili valori:

- 255 se il pulsante è stato attivato per il periodo dato;
- 0 negli altri casi.

La funzione richiede naturalmente che la porta sulla quale è collegato il tasto sia configurata come ingresso digitale, tramite i registri TRIS.

Il programma

Il listato è quasi identico al precedente. È diversa solo la modalità di rilevazione del tasto, in questo caso affidata alla funzione "*button*". I parametri utilizzati assicurano un buon antirimbalzo.

ROUTINE ANTI-REPEAT

A causa del comportamento naturale del programma, la pressione prolungata del tasto determina un incremento del contatore. Se la durata dell'impulso si protrae per un periodo più o meno lungo, essa è assunta dal sistema come una pressione multipla del tasto (il repeat). Per eliminare questo effetto è sufficiente inserire un controllo di "congelamento" del pulsante, all'interno della *routine,* che si attiva in caso di pressione continuata del tasto stesso. In altre parole la filosofia è la seguente: se il tasto si preme e perdura lo stato di pressione, si attiva una pausa indefinita nel tempo. Un semplicissimo controllo, composto da sole tre righe di programma, che può essere utilizzato con qualsiasi compilatore in qualsiasi linguaggio di programmazione per microcontrollori. Sfruttando questa caratteristica il contatore avanza di un'unità, anche se il tasto è premuto per molti secondi.

CONCLUSIONI

Anche questa interessante puntata è giunta al termine. Alle prossime lezioni, alla scoperta di ulteriori segreti della programmazione MCU. ❑

CODICE MIP 2815472

Corso SystemVerilog *(parte settima)*

Introduzione alla libreria OVM: *sequencer e agent*

All'interno della libreria OVM è prevista una classe specifica per ricevere transazioni da vari oggetti: il sequencer. In questo articolo ne analizzeremo le caratteristiche, i modi d'impiego e l'integrazione con il driver all'interno di un agent

Nella precedente puntata abbiamo introdotto gli elementi di base di un test bench (interfaccia, transazioni e driver) che compongono quello che può essere considerato il livello di segnale del protocollo di comunicazione tra i diversi oggetti. Al di sopra di tale livello la comunicazione viene gestita in termini di transazioni, astraendosi dai dettagli legati alle commutazioni dei segnali.
Sebbene in linea di principio il driver OVM possa ricevere transazioni da oggetti di ogni tipo, anche definiti direttamente dall'utente (a meno, ovviamente, di adottare i metodi da esso resi disponibili per la comunicazione), all'interno della libreria è prevista una classe specifica per tale scopo, ovvero il sequencer. Di seguito vedremo in particolare le caratteristiche di tale oggetto, i suoi modi d'impiego e la relativa integrazione con il driver all'interno di un agent.

SEQUENCER

Il sequencer può essere considerato, in linea generale, alla stregua di un generatore di stimoli avanzato.
Serve come arbitro per controllare l'invio al driver delle transazioni associate alle diverse sequenze definite dall'utente mediante oggetti di tipo ovm_sequence. In questo modo, i dettagli della procedura di test che si intende eseguire sono definiti nella particolare sequenza (che può evidentemente essere modificata, anche a

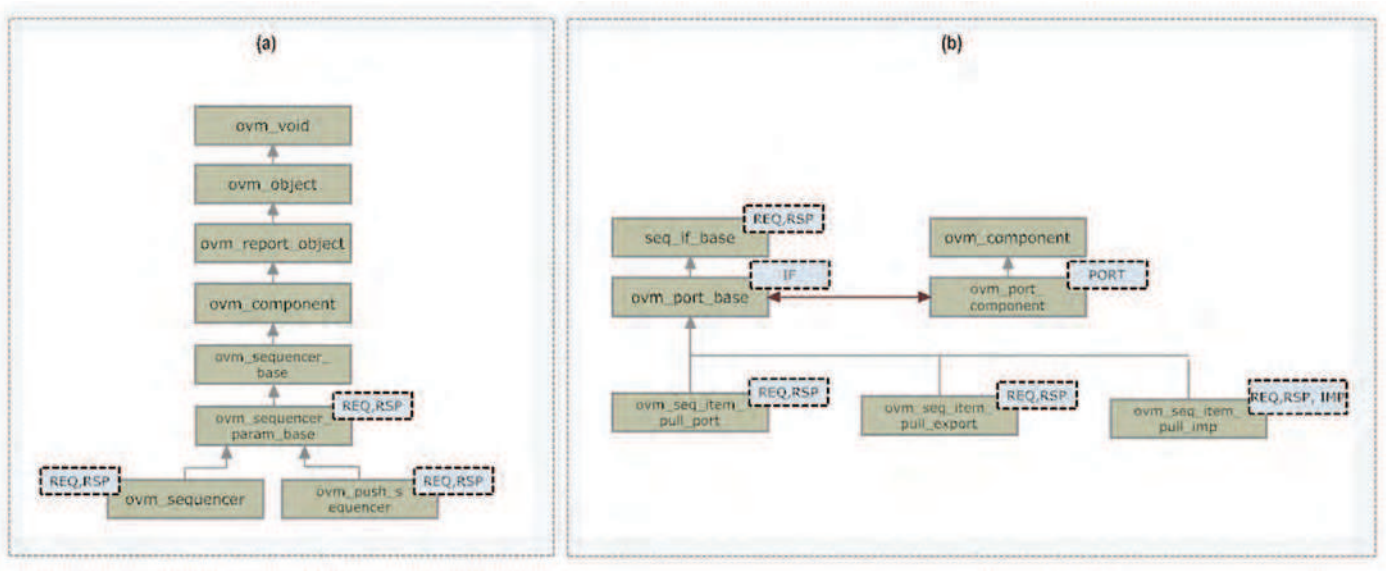


Figura 1: ereditarietà delle classi sequencer (a) e struttura delle relative classi di connessione (b).

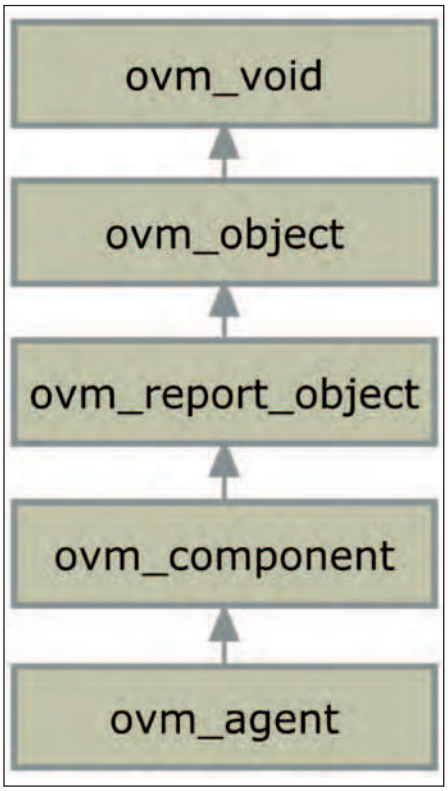


Figura 2: schema di ereditarietà della classe ovm_agent.

run-time) mentre l'infrastruttura per l'esecuzione di questa resta generica e riutilizzabile. Più avanti avremo modo di vedere come costruire sequenze specifiche a seconda della configurazione di test da applicare. Per ora, concentriamoci sul sequencer.

La libreria OVM prevede due diversi tipi di sequencer, ovvero ovm_sequencer e ovm_push_sequencer. Nel primo caso la comunicazione con il driver segue una semantica di tipo *pull*, nel senso che il driver richiede al sequencer transazioni e questo provvede a selezionare la prossima da eseguire dalla lista di sequenze correntemente attive.

Nel secondo caso, invece, la comunicazione è di tipo *push*, con il sequencer che utilizza un metodo *put* di tipo *blocking* per inviare transazioni al driver; l'implementazione di tale metodo è fornita dal driver stesso, derivato dalla classe base di tipo ovm_push_driver. La comunicazione tra il sequencer, quale che esso sia, e la sequenza correntemente attiva è invece sempre di tipo push, con la comunicazione iniziata da quest'ultima.

La **figura 1a** mostra, seguendo uno schema tipico delle rappresentazioni adottate nei linguaggi di programmazione a oggetti, la catena di ereditarietà all'interno della libreria OVM delle classe ovm_sequencer e o ovm_push_sequencer citate; la **figura 1b** mostra invece le relazioni tra le classi che sono utilizzate per descrivere le modalità di comunicazione di un sequencer con driver e sequenze.

Il **listato 1**, infine, riporta la dichiarazione delle classi ovm_sequencer e ovm_push_sequencer; come già discusso per il driver ovm_driver, REQ ed RSP rappresentano, rispettivamente, la transazione richiesta al driver e la relativa eventuale risposta.

Le classi ovm_sequencer e ovm_push_sequencer sono evidentemente parametrizzabili per questi due campi; nell'implementazione specifica, derivata dalle classi basi, dovranno infatti essere definiti oggetti coerenti con le transazioni adottate.

La classe ovm_sequence fornisce la proprietà seq_item_export che consente l'accesso ai metodi dell'interfaccia sqr_if_base che il driver può richiamare per comunicare con il sequencer. Tali metodi sono:

- *get_next_item*, richiede la prossima transazione disponibile al sequencer, in modalità blocking;
- *try_next_item*, richiede la prossima transazione al sequencer, in modalità non blocking (il metodo ritorna immediatamente restituendo la prossima transazione disponibile o una transazione nulla ove non ve ne siano di disponibili);
- *item_done*, indica al sequencer l'esecuzione della transazione ottenuta;
- *wait_for_sequences*, attende che la sequenza specificata renda disponibile una nuova transazione da eseguire;
- *has_do_available*, indica se la sequenza specificata è disponibile per l'esecuzione;
- *get*, è analogo a *get_next_item* ma include la chiamata a *item_done*;
- *peek*,è analogo a *get_next_item* ma senza consumare la transazione, che resta attiva;
- *put*, invia una risposta al sequencer che ha originato la relativa richiesta.

I metodi propri della classe ovm_sequencer sono invece:

- *new*, che crea e inizializza una istanza della classe; *name* è il nome di questa mentre, al solito, *parent* l'handle all'oggetto parente, ove esistente;
- *stop_sequences*, che forza il sequencer stesso a terminare tutte le eventuali sequenze in attesa di esecuzione.

La classe ovm_push_sequencer dispone invece della porta:

- *req_port*, per accedere al corrispon-

LISTATO **1**

```
class ovm_sequencer #(
  type REQ = ovm_sequence_item,
  type RSP = REQ
) extends ovm_sequencer_param_base #(REQ, RSP)


class ovm_push_sequencer #(
  type REQ = ovm_sequence_item,
  type RSP = REQ
) extends ovm_sequencer_param_base #(REQ, RSP)
```

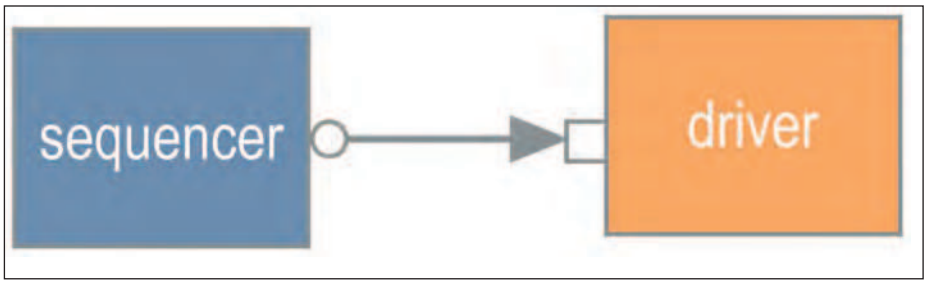


Figura 3: connessione driver/sequencer di tipo port-export (pull mode).

dente metodo push del driver connesso per l'invio della transazioni da eseguire e dei metodi:

- *new*, che ne rappresenta il costruttore;
- *run*, che seleziona costantemente dalla lista delle sequenze disponibili la prossima transazione da eseguire inviando questa al driver mediante chiamata della funzione *put* della porta *req_port*.

Il **listato 2** riporta l'estratto del codice di esempio incluso nella distribuzione della libreria OVM per la descrizione di un ambiente di verifica per bus XBUS (si veda la precedente puntata per un'introduzione al protocollo).

Come si può notare, la definizione di un sequencer per la propria applicazione può essere piuttosto essenziale, limitandosi a registrare (righe 6-8) l'oggetto all'interno della factory, definirne (righe 10-13) il costruttore, istanziare (riga 3) l'interfaccia virtuale (ove si preveda che il sequencer possa dover accedere direttamente ai segnali del protocollo) e fornire (righe 15-16) il metodo per la sua associazione all'istanza reale presente nel test bench. Nel caso del driver, invece, (si riveda il codice presentato nella puntata precedente del corso) era stato necessario definire un'implementazione specifica anche del metodo run(), per consentire di pilotare i segnali dell'interfaccia in accordo ai dettagli del protocollo. Del resto, come accennato in precedenza, nell'architettura generale del test bench, i dettagli delle procedure che si intende eseguire sono demandati alla definizione delle relative sequenze. Il sequencer serve semplicemente, come abbiamo detto, come infrastruttura per arbitrare e gestire l'accesso di queste al driver. La proprietà master_id (riga 5) del sequencer serve a definire l'identificativo della specifica instanza in applicazioni multi-master mentre la macro `ovm_update_sequence_lib richiamata all'interno del costruttore (riga 12) serve a creare e popolare una libreria di sequenze specifiche per l'istanza.

LISTATO **2**

```
class  xbus_master_sequencer  extends  ovm_sequencer
#(xbus_transfer);
  // The virtual interface used to drive and view HDL sig-
nals.
  protected virtual xbus_if xmi;
  // Master Id
  protected int master_id;
  `ovm_sequencer_utils_begin(xbus_master_sequencer)
    `ovm_field_int(master_id, OVM_ALL_ON)
  `ovm_sequencer_utils_end
  // new - constructor
  function new (string name, ovm_component parent);
    super.new(name, parent);
    `ovm_update_sequence_lib_and_item(xbus_transfer)
  endfunction : new
  // assign_vi
  function void assign_vi(virtual interface xbus_if xmi);
    this.xmi = xmi;
  endfunction
endclass : xbus_master_sequencer
```

AGENT

Driver e sequencer, oltre che monitor, costituiscono oggetti riutilizzabili in diversi scenari. Tuttavia, la corretta connessione di questi richiede la conoscenza di alcuni dettagli della loro implementazione. Per semplificare l'adozione di questi oggetti, la libreria OVM prevede quindi di definire una classe contenitore che eredita da ovm_agent; la **figura 2** mostra la catena di ereditarietà di questa classe.

Obiettivo della classe è definire le connessioni tra i diversi oggetti in modo configurabile sulla base di proprietà che l'utente può definire in fase di configurazione. Il **listato 3** riporta ad esempio il codice sorgente dell'agent creato per una generica periferica master nell'àmbito dell'esempio di riferimento per bus XBUS incluso nella libreria OVM cui ci stiamo riferendo.

Come si vede, la classe include (righe 4-6) tre oggetti di tipo xbus_master_driver, xbus_master_sequencer e xbus_master_monitor oltre a una proprietà is_active che consente di definire la particolare instanza come attiva o passiva. Nella

LISTATO 3

```
class xbus_master_agent extends ovm_agent;
  protected ovm_active_passive_enum is_active = OVM_ACTIVE;
  protected int master_id;
  xbus_master_driver driver;
  xbus_master_sequencer sequencer;
  xbus_master_monitor monitor;
  // Provide implementations of virtual methods such as get_type_name and create
  `ovm_component_utils_begin(xbus_master_agent)
    `ovm_field_enum(ovm_active_passive_enum, is_active, OVM_ALL_ON)
    `ovm_field_int(master_id, OVM_ALL_ON)
  `ovm_component_utils_end
  // new - constructor
  function new (string name, ovm_component parent);
    super.new(name, parent);
  endfunction : new
  // build
  function void build();
    super.build();
    monitor = xbus_master_monitor::type_id::create("monitor", this);
    if(is_active == OVM_ACTIVE) begin
      sequencer = xbus_master_sequencer::type_id::create("sequencer", this);
      driver = xbus_master_driver::type_id::create("driver", this);
    end
  endfunction : build
  // connect
  function void connect();
    if(is_active == OVM_ACTIVE) begin
      driver.seq_item_port.connect(sequencer.seq_item_export);
    end
  endfunction : connect
  // assign the virtual interfaces of the agent's children
  function void assign_vi(virtual interface xbus_if xmi);
    monitor.assign_vi(xmi);
    if (is_active == OVM_ACTIVE) begin
      sequencer.assign_vi(xmi);
      driver.assign_vi(xmi);
    end
  endfunction : assign_vi
endclass : xbus_master_agent
```

LIBRERIA OVM

La libreria OVM è open-source e può essere scaricata gratuitamente dalla pagina www.verificationacademy.com tuttavia, ad oggi, non esistono ancora simulatori SystemVerilog gratuiti che la supportino completamente. VerificationAcademy è il portale dedicato alla libreria OVM ed alla più recente metodologia UVM. Correntemente mantenuto da Mentor Graphics, rende disponibili, previa registrazione gratuita, una serie di interessanti tutorial su aspetti di base ed avanzati oltre ad includere un forum per le discussioni ed un cookbook costantemente aggiornato rispetto alle ultime revisioni della libreria.

terminologia OVM, un agent è definito attivo se include driver e sequencer o passivo se svolge la sola funzionalità di monitor. Scorrendo il codice del **listato 3**, inoltre, è immediato riconoscere l'insieme di macro (righe 8-11) che consentono di registrare l'oggetto e alcune sue proprietà all'interno della factory oltre alla definizione (righe 13-15) del costruttore della classe. La funzione assign_vi (righe 32-28) consente di associare l'handle di un'interfaccia specifica alle interfacce virtuali proprie di driver, monitor e sequencer presenti nella classe; l'associazione viene fatta mediante chiamata dei metodi forniti da questi oggetti.
Build e connect sono invece definizioni specifiche della classe per i metodi associati alle rispettive fasi. Si ricordi, dalla discussione della precedente puntata sulla gestione dei componenti, che queste, essendo classi, sono gestite a run-time, attraverso una serie di fasi, da un controller definito dalla libreria OVM. Le fasi di build e connect, in particolare, rappresentano gli istanti in cui i componenti sono, rispettivamente, istanziati e connessi tra loro secondo la gerarchia specificata.

In precedenza discutendo, ad esempio, della struttura di driver e sequencer, non si era reso necessario definire implementazioni specifiche di tali metodi in quanto le suddette classi non contengono al loro interno componenti. Nel caso dell'agent, invece, la funzione build (righe 17-24) oltre a richiamare (riga 18) il metodo corrispondente della classe da cui eredita (come imposto dalla sintassi del SystemVerilog), istanzia anche il monitor (riga 19) e, se l'instanza dell'agent stesso è configurata come attiva (riga 20), sequencer e driver. Le istanze sono create all'interno della factory mediante chiamata della relativa funzione create, per la quale è fornita l'implementazione base, avendo registrato gli oggetti corrispondi mediante macro `ovm_component_utils. La funzione connect (righe 26-30) connette invece, sempre se l'agent è attivo, driver e sequencer tra loro. La topologia di connessione tra questi due oggetti è mostrata schematicamente in **figura 3**. Si tratta di uno schema di tipo port-export, dove, in accordo alla filosofia della descrizione TLM, l'oggetto che esegue la chiamata (nello specifico il driver) accede a una porta, mentre l'oggetto (nello specifico il sequencer) che riceve questa esporta l'implementazione del metodo relativo. Qualora l'implementazione dell'agent avesse adottato un sequencer che eredita da ovm_push_sequencer (e analogamente un driver che eredita da ovm_push_driver) lo schema sarebbe invertito, con il sequencer che accede alla porta ed il driver che esporta il metodo relativo.

CONCLUSIONI

In questa puntata abbiamo visto come creare sequencer e connettere questo al driver all'interno di un agent, così da creare una struttura gerarchica facilmente configurabile mediante specifiche proprietà. Nella prossima puntata vedremo quindi come istanziare diversi agent all'interno di un environment e come connettere questo al DUT all'interno del test bench. Infine vedremo come definire sequenze specifiche per implementare le procedure di test previste. ❑

CODICE MIP 2805137

PER *approfondire...*

[1] www.verificationacademy.com

[2] OVM User Guide - Version 2.1.2, June 2011

[3] OVM Class Reference - Version 2.1.2, June 2011

[4] Glasser, M. "Open Verification Methodology Cookbook" – Springer, 2009

convertitori USB-seriale

compatti, performanti e convenienti

MULTI-1U
Convertitore USB 1.1 a **1 Porta** RS232 o 422/485

MULTI-2U
Convertitore USB 1.1 a **2 Porte**
RS232 o 422/485

MULTI-8U
Convertitore USB 1.1 a **8 Porte**
RS232 o 422/485

MULTI-4U
Convertitore USB 1.1
a **4 Porte**
RS232 o 422/485

CODICE MIP 2815374

SystemBase

Per maggiori informazioni visita Il sito **www.elettroshop.com** oppure chiama il numero **02/66504794**

di ANTONIO GIANNICO

ESPERIMENTI con gli OSCILLATORI

Gli oscillatori rappresentano una classe ben precisa di circuiti senza i quali molte applicazioni elettroniche non sarebbero possibili. In questo articolo ne analizzeremo brevemente i princìpi di funzionamento e ne mostreremo alcune semplici implementazioni pratiche che il lettore potrà autonomamente riprodurre disponendo di una semplice bread-board, un paio di pile da 9 V e pochi altri componenti

Prima di mostrare alcuni semplici esperimenti pratici sugli oscillatori è opportuno definire in maniera quanto più possibile rigorosa che cosa sia un oscillatore, in modo tale da poterlo correttamente distinguere da altri circuiti elettronici e in particolare dagli amplificatori. Un oscillatore, diversamente da un amplificatore, è un circuito privo di ingresso, in grado di generare spontaneamente, se alimentato, una forma d'onda periodica in uscita. In prima approssimazione può essere pertanto considerato un generatore di segnale. Un oscillatore differisce quindi da qualunque altro circuito elettronico, tra le altre cose, proprio per il fatto di non presentare un ingresso. A seconda del tipo di forma d'onda generata è possibile distinguere oscillatori *sinusoidali, a onda quadra, triangolare*, operanti nella banda *audio* (udibili quindi dall'orecchio umano, nella frequenza compresa tra i 20 Hz e i 20 Khz) oppure al di fuori di essa. Il campo applicativo, il valore di frequenza e la stabilità dell'oscillazione nei confronti di variazioni parametriche, dovute per esempio alle condizioni ambientali (temperatura), sono aspetti che portano a realizzare l'oscillatore in maniera differente in forma quarzata o non quarzata. Questo articolo può essere visto come un naturale rivisitazione e completamento di un altro articolo apparso sul numero 303 di "Fare Elettronica" (settembre 2010) dal titolo *"Quarzi e circuiti oscillatori"*. Per questo motivo sarà improntato a un taglio maggiormente pratico e sperimentale. È opportuno in ogni caso sottolineare che l'articolo non si pone l'obiettivo di essere esaustivo sull'argomento, che rientra nel vasto campo della teoria delle forme d'onda, ma piuttosto quello di presentarsi come una breve guida pratico-sperimentale per appassionati e hobbisti. Prima di proseguire è opportuno chiedersi a che cosa serva un oscillatore. In realtà es-

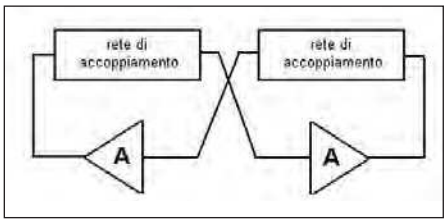


Figura 1: schema a blocchi generale di un multivibratore.

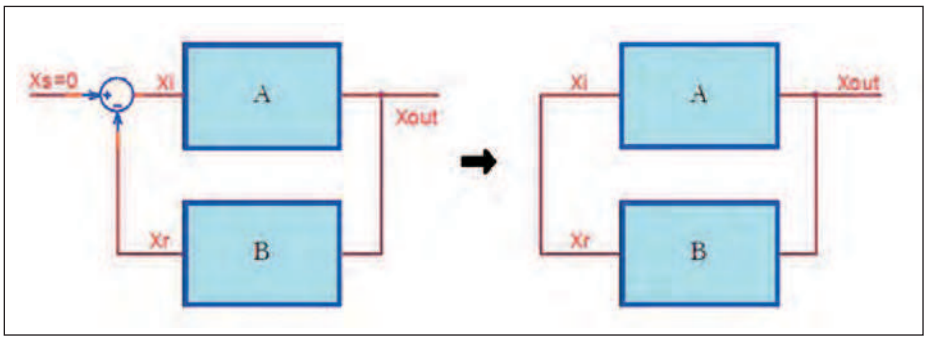


Figura 2: schema modellistico generale di un amplificatore reazionato (A) e di un amplificatore reazionato positivamente privo di ingresso (oscillatore) [1].

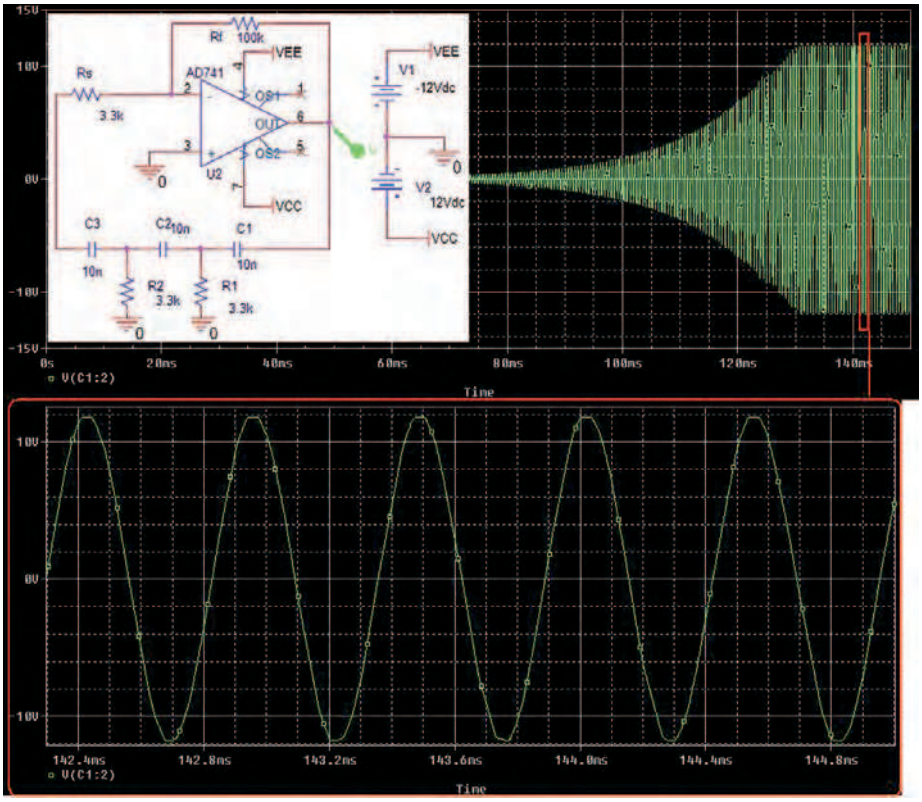


Figura 3: esempio di oscillatore a sfasamento a operazionale. La rete attiva diretta presenta guadagno circa uguale ad 1,05 volte il guadagno minimo richiesto per il soddisfacimento della condizione di Barkhausen.
Ciò consente l'innesco dell'oscillazione e una ridotta distorsione armonica sul segnale, ma anche un tempo relativamente lungo di andata a regime.

so è utile in numerosissime applicazioni. Un comune orologio al quarzo, per esempio, presenta al suo interno un generatore di clock; un telefono a tastiera integra oscillatori a frequenze audio, necessari per inviare alla centrale i segnali di selezione; oscillatori ad alta frequenza consentono di realizzare funzioni di sintonizzazione in campo radio oppure di modulazione e demodulazione; segnali di clock consentono di eccitare circuiti digitali o sistemi a microcontrollore o a microprocessore; circuiti generatori di segnali consentono di realizzare i comuni generatori da banco utilizzati nei laboratori di elettronica. In realtà sarebbe più corretto distinguere oscillatori sinusoidali da generatori di clock e multivibratori. Sebbene queste differenze siano infatti spesso sottointese, esse nascondono significati importanti e in particolare princìpi di funzionamento radicalmente differenti.
Il fatto che un circuito oscillatore impieghi un quarzo è principalmente dovuto alla necessità di garantire precisione e stabilità dell'oscillazione. Tuttavia, come è semplice immaginare, e come avremo modo di mostrare nel prosieguo dell'articolo, un oscillatore non necessariamente deve fare uso di un quarzo.
Al fine di rendere le esperienze che mostreremo più facilmente riproducibili dai nostri lettori, eviteremo volutamente di far riferimento all'implementazione pratica di circuiti quarzati, relegando questi ultimi al massimo ad analisi e simulazioni Spice. Le implementazioni su bread-board che mostreremo faranno pertanto riferimento ad amplificatori di tensione reazionati positivamente come l'oscillatore a ponte di Wien e quello a sfasamento, circuiti astabili e multivibratori basati sul ciclo di carica e scarica di un condensatore. La semplicità delle implementazioni proposte è finalizzata soprattutto a fare in modo che il lettore possa autonomamente riprodurle disponendo di una semplice bread-board, un paio di batteria da 9 V e pochi altri componenti. In realtà più che l'implementazione, ciò che può creare qualche difficoltà allo sperimentatore che non disponga di un laboratorio è il test degli stessi circuiti che a rigore richiederebbe la disponibilità di un oscilloscopio.

CLASSIFICAZIONE DEGLI OSCILLATORI E DEFINIZIONI

In generale è prassi distinguere due categorie di oscillatori:
- *oscillatori sinusoidali* che funzionano in base al criterio di Barkhausen (che esporremo nel prossimo paragrafo), la cui uscita è tipicamente sinusoidale e tra i quali rientrano l'oscillatore a ponte di Wien, gli oscillatori a sfasamento e gli oscillatori a tre punti;
- *oscillatori non lineari*, la cui uscita è tipicamente un clock e tra i quali troviamo i ring-oscillator e i multivibratori.

Il principio di funzionamento di queste due categorie di oscillatori, come vedremo con alcuni esempi, è estremamente differente.
In entrambi i casi è comunque possibile rendere la frequenza di oscillazione estremamente stabile ricorrendo all'impiego di cristalli piezoelettrici. Volendo chiarire ulteriormente i concetti possiamo assumere le seguenti definizioni.
Oscillatore: circuito in grado di generare in seguito a semplice alimentazione una segnale di uscita corrispondente a una forma d'onda periodica. Tra essi si distinguono, in particolare, quelli sinusoidali le cui condizioni di innesco si basano sul cosiddetto principio di Barkhausen.
Multivibratore: circuito costituito da due amplificatori invertenti. L'uscita di ciascuno di essi è collegata con l'ingresso dell'altro mediante un'opportuna rete di accoppiamento che realizza una reazione positiva **(figura 1)**. Sono impiegati per generare onde non sinusoidali. Si distinguono in multivibratori bistabili, monostabili e astabili.
Astabile: multivibratore caratterizzato da due stati fra i quali il circuito oscilla autonomamente (se alimentato) senza necessità di alcun ingresso a una frequenza dipendente dai valori dei parametri elettrici del circuito.

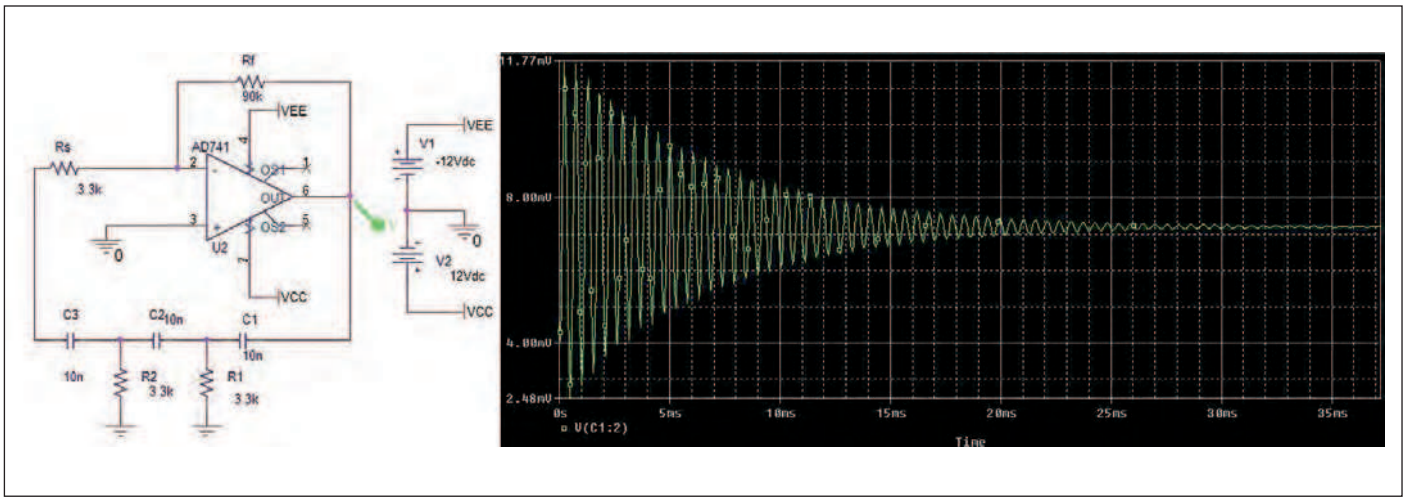


Figura 4: oscillatore a sfasamento con guadagno del ramo diretto inferiore al valore minimo richiesto per il soddisfacimento della condizione di Barkhausen sull'ampiezza. Un qualunque segnale anche dovuto a rumore non può innescarsi e autosostenersi lungo l'anello anche se è soddisfatta la condizione sulla fase.

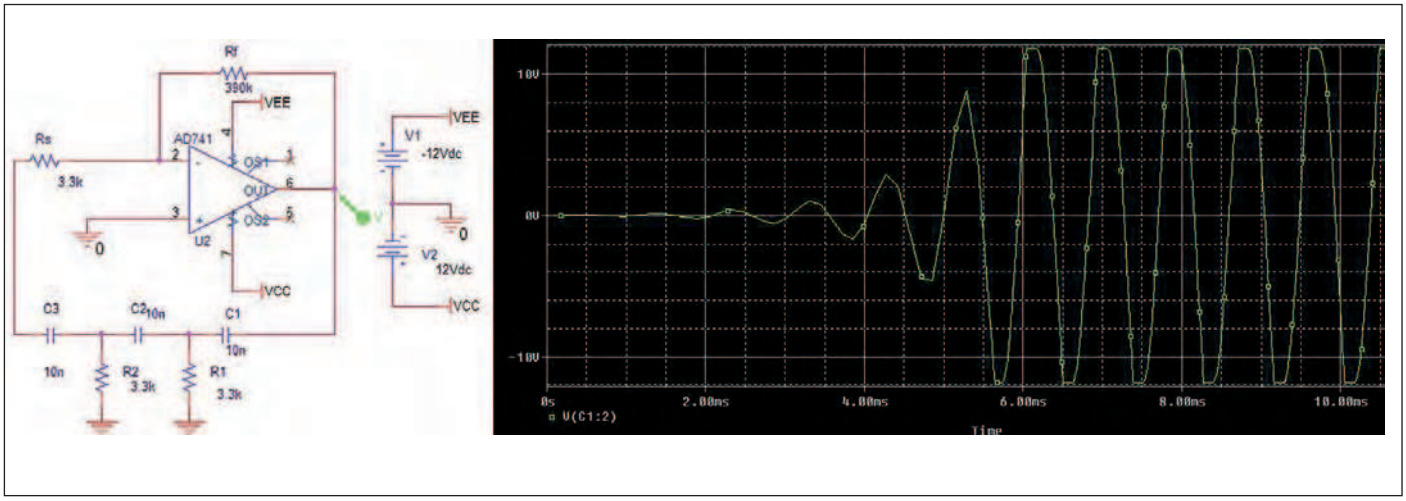


Figura 5: oscillatore a sfasamento con guadagno del ramo diretto molto maggiore rispetto al valore minimo richiesto per il soddisfacimento della condizione di Barkhausen sull'ampiezza. Questa condizione comporta un transitorio di innesco molto breve che si manifesta appena il circuito viene alimentato ma comporta contestualmente maggior distorsione armonica sulla forma d'onda in uscita.

GLI OSCILLATORI SINUSOIDALI: PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Ciò che caratterizza un oscillatore sinusoidale, indipendentemente dal fatto che impieghi o meno un quarzo, è prima di tutto la sua topologia che si basa sulla reazione positiva di un amplificatore. Infatti, in un amplificatore, mentre la reazione negativa è salutare per moltissimi aspetti, quella positiva porta all'instabilità, cosa che si manifesta con l'insorgenza di fenomeni oscillatori. Negli oscillatori, tuttavia, questo effetto è esattamente ciò che si desidera ottenere. Per comprendere meglio la questione è possibile sfruttare una descrizione modellistica di un circuito di questo tipo che dà la possibilità di comprendere il significato del cosiddetto principio di Barkhausen **(figura 2)** [1], sulla cui applicazione si basa l'architettura e la progettazione di questi circuiti.

Evidentemente, con riferimento allo schema di **figura 2**, vale la seguente relazione:

$$X_{out} = AX_i = AX_r = ABX_{out}$$

Pertanto, perché un segnale presente lungo l'anello si autosostenga deve essere:

$$AB = 1$$

In altre parole, il rispetto della precedente relazione assicura che il segnale, nel percorrere l'anello di reazione, non si attenui né si amplifichi e che lo sfasamento complessivo subito lungo l'anello di reazione sia nullo (o un multiplo intero di 360°). Questa condizione, detta di Barkhausen, va soddisfatta alla sola frequenza di oscillazione desiderata se si vuole che il segnale generato sia sinusoidale. Un oscillatore sinusoidale in effetti si comporta proprio nel rispetto di questo principio.

L'oscillatore deve in realtà presentare all'accensione AB>1 alla frequenza di oscillazione f_0 poiché diversamente, trattandosi di un circuito privo di ingresso, l'oscillazione non potrebbe autoinnescarsi, cosa

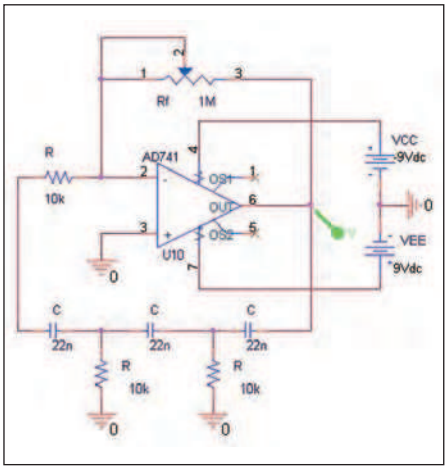


Figura 6: schema elettrico dell'oscillatore a sfasamento implementato nel banco di test di figura 7 e figura 8. Il circuito è topologicamente identico a quello presentato rispettivamente nelle figure 3, 4 e 5 e ne differisce per i valori ohmici e capacitivi dei componenti, da cui deriva la diversa frequenza di oscillazione.

che invece accade se il guadagno di anello è leggermente maggiore di 1 dal momento che in qualunque circuito elettronico è sempre presente del rumore che copre un ampio campo di frequenze. Il guadagno di anello alla desiderata frequenza di oscillazione non deve in realtà essere nemmeno molto maggiore di 1. Questo requisito non è fondamentale ma opportuno da un punto di vista pratico e risiede nella necessità che l'ampiezza delle oscillazioni non cresca troppo rapidamente, cosa che comporterebbe l'insorgenza di distorsione dello stesso segnale. Il rispetto della condizione AB>1 ad una data frequenza equivale in conclusione a dire che una componente di rumore a quella frequenza presente nell'anello può essere amplificato lungo l'anello stesso e presentarsi nuovamente in fase con sé stesso in ingresso, essere nuovamente amplificato e cosi via rinforzandosi, da cui l'autoinnesco dell'oscillazione in presenza della sola alimentazione. È evidente infatti che, se il guadagno di anello AB presenta un modulo inferiore a 1, il segnale non si amplifica abbastanza lungo l'anello e quindi non vi è possibilità di autoinnesco. In linea di massima gli oscillatori di bassa frequenza (tipicamente inferiore a 100 kHz) possono impiegare, senza particolari problemi, comuni amplificatori operazionali come elementi attivi in grado di assicurare il

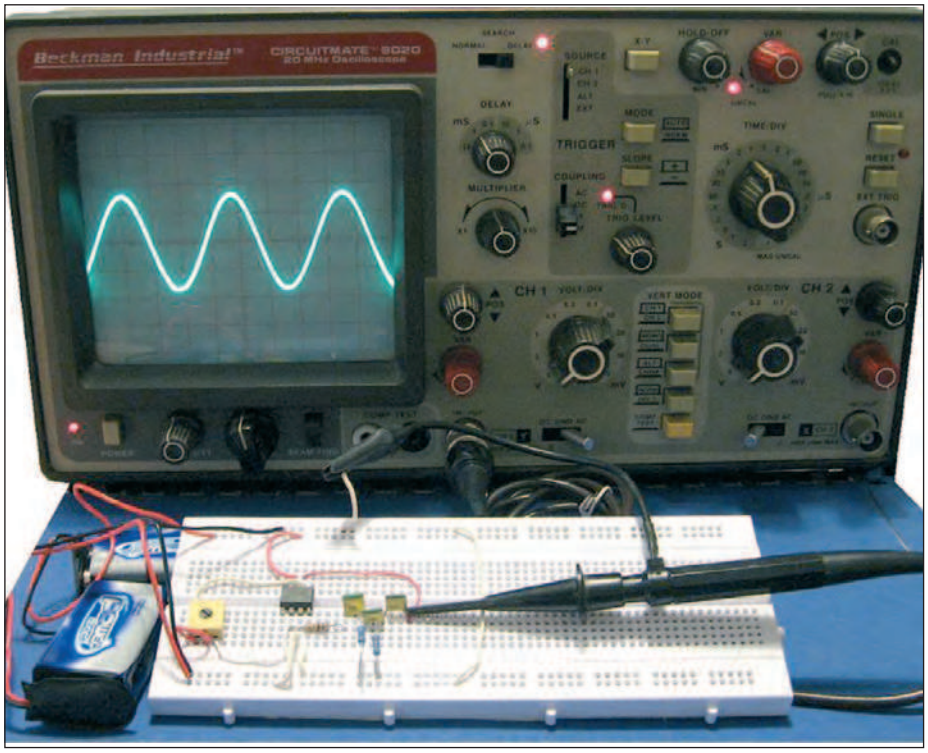


Figura 7: banco di test dell'oscillatore a sfasamento di figura 6. La frequenza di oscillazione corrisponde a quella teoricamente attesa, a meno delle tolleranze parametriche; il valore di guadagno del ramo attivo diretto è circa uguale a 30,4 (il trimmer Rf è impostato con valore ohmico di poco superiore a 300 kohm).

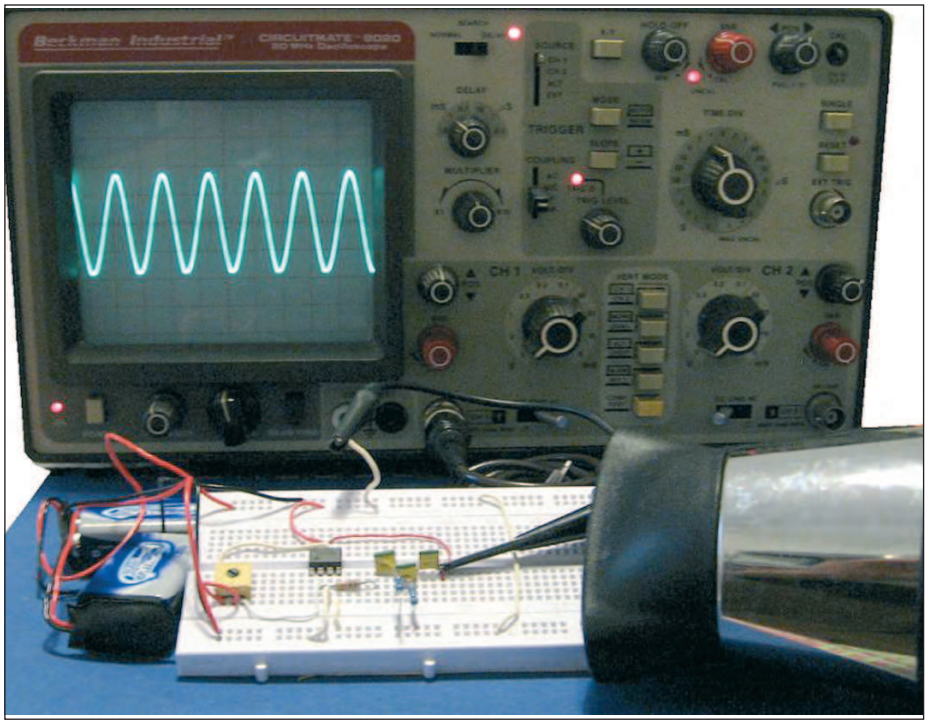


Figura 8: banco di test dell'oscillatore a sfasamento di figura 6. Il banco e il circuito sottoposto a osservazione sono gli stessi presentati in figura 7. La frequenza di oscillazione tuttavia, a causa dell'aumento di temperatura generato dall'azione dell'asciugacapelli, appare ben diversa. L'aumento di temperatura comporta infatti una variazione delle capacità dei condensatori da cui consegue l'aumento della frequenza di oscillazione, come appare evidente dal confronto con la figura 7.

necessario guadagno di anello. Per quanto detto, appare inoltre chiaro come un oscillatore sinusoidale a una certa frequenza non sia in effetti altro che un amplificatore instabile a quella stessa frequenza.

OSCILLATORI A SFASAMENTO

Uno degli oscillatori sinusoidali più semplici da realizzare e su cui è semplice effettuare esperimenti pratici è l'oscillatore a sfasamento. Per realizzare un oscillatore di questo tipo è sufficiente, almeno in linea di principio, costruire un amplificatore invertente di adeguato guadagno e aggiungervi una rete di reazione che, alla desiderata frequenza di oscillazione f_0, sfasi di altri 180° il segnale in modo che il percorso complessivo lungo l'anello di reazione porti a uno sfasamento pari a 360°. La parte amplificatrice del circuito costituisce la parte attiva in grado di garantire il sufficiente guadagno d'anello. In linea di massima tale parte attiva può essere realizzata sia a transistor sia, più semplicemente, mediante l'impiego di un operazionale. Al contrario la rete di reazione, dovendo semplicemente introdurre uno sfasamento sul segnale, può essere una semplice rete passiva.

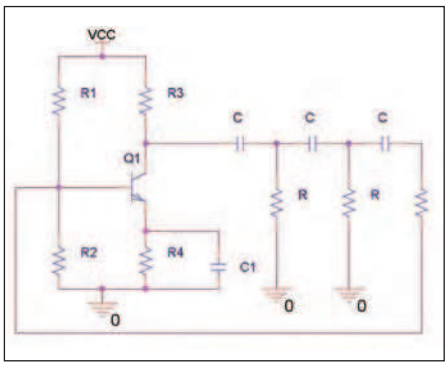


Figura 9: struttura circuitale di un oscillatore a sfasamento basato sull'impiego di un amplificatore a BJT con rete di autopolarizzazione e rete di sfasamento a tre celle RC.

Nella simulazione Spice di **figura 3** è riportata la tipica configurazione circuitale a operazionale di un oscillatore a sfasamento. La topologia rispetta le indicazioni generali prima esposte in accordo con il principio di Barkhausen. In particolare, le tre celle RC (e la parte attiva invertente) consentono, lungo l'anello, uno sfasamento complessivo del segnale compreso (in funzione della frequenza), nel range 180° + 3 x 0° < a < 180° + 3 x 90° = 450° cioè 180° < a < 450°. Questa conclusione deriva dalla semplice osservazione per cui una singola cella RC consente uno sfasamento ingresso-uscita compreso tra 0° e 90° mentre la parte amplificatrice diretta, proprio in quanto invertente, introduce uno sfasamento di ulteriori 180°. Evidentemente, due sole celle comporterebbero uno sfasamento complessivo lungo l'intero anello pari a 180° < a < 360° insufficienti a soddisfare il principio di Barkhausen da cui la necessità di tre celle RC.

Con queste premesse topologiche si ha che la frequenza di oscillazione è quella alla quale la rete di sfasamento introduce 180° di sfasamento. Ovviamente, l'oscillazione si manifesta solo ed esclusivamente se oltre a questa condizione viene rispettata quella per cui l'amplificazione introdotta dall'amplificatore è sufficientemente elevata tanto da garantire l'innesco e l'autosostentamento del segnale a quella determinata frequenza lungo l'anello stesso.

In conclusione, il rispetto della condizione sulla fase del principio di Barkhausen, a una certa frequenza, rappresenta solo una condizione necessaria affinché l'oscillazione sia possibile ma non sufficiente. Affinché la condizione diventi sufficiente è necessario rispettare anche la condizione sull'ampiezza del guadagno di anello che a quella data frequenza deve risultare uguale ad 1 (nella pratica leggermente >1). Il calcolo del guadagno di anello e l'imposizione della condizione di fase porta ad individuare, per il circuito di **figura 3**, la seguente frequenza di oscillazione:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

A questa frequenza, l'attenuazione prodotta dalla rete di reazione è b = 1/29; l'amplificatore invertente deve presentare allora amplificazione A = 29 per compensare l'attenuazione del blocco di reazione e fare in modo che alla frequenza di oscillazione sia AB = 1; pertanto, bisogna imporre:

$$\frac{R_f}{R} = 29$$

Nella realtà, il guadagno che imporremo dovrà essere leggermente superiore in maniera tale da garantire l'innesco dell'oscillazione. È importante osservare che a causa della massa virtuale le tre celle RC sono identiche e che i valori di R e di C presenti nella precedente espressione

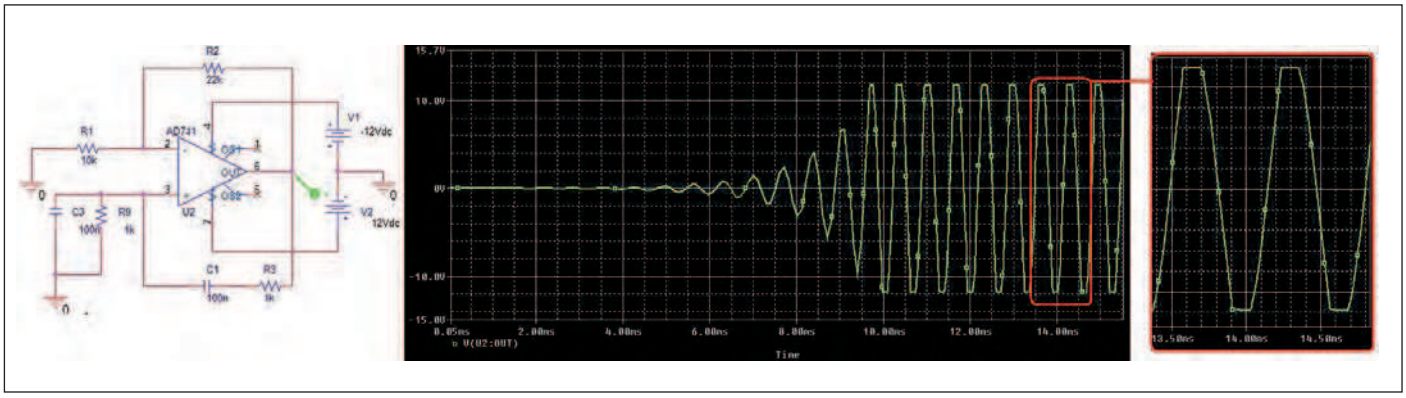


Figura 10: oscillatore a ponte di Wien. Si noti la distorsione sul segnale dovuta alla mancanza di controllo dell'ampiezza.

sono i due valori di capacità e resistenza comuni alle tre celle. Un oscillatore di questo tipo può essere tipicamente realizzato per frequenze di oscillazione comprese tra alcuni hertz e qualche centinaio di chilohertz. In ogni caso, agendo su R e C di tutte e tre le celle (ma anche di una sola cella!) è possibile modificare la frequenza di oscillazione del circuito al fine di sintonizzare lo stesso sulla frequenza desiderata. Per comprendere meglio il funzionamento del circuito è possibile ricorrere sia a simulazioni Spice (**figure 3**, **4** e **5**) che all'implementazione pratica su bread-board (**figure 4** e **5**) dell'oscillatore.

È opportuno che il guadagno della parte amplificatrice del circuito (ramo diretto) non risulti eccessivo in quanto potrebbe comportare saturazione del segnale verso le alimentazioni e la comparsa di distorsione armonica. Questa può essere limitata introducendo una rete di retroazione a guadagno variabile. Nella simulazione di **figura 3**, per esempio, si ha un guadagno della rete attiva diretta pari ad 1,05 volte il valore minimo necessario all'innesco. Come si può osservare, esso è sufficiente a innescare l'oscillazione alla prevista frequenza di oscillazione senza introdurre eccessiva distorsione.

Come si può osservare invece dall'analisi della simulazione Spice di **figura 4**, è sufficiente portare il valore di guadagno al di sotto del valore teorico minimo perché l'oscillazione non sia più in grado di innescarsi.

Nella simulazione di **figura 5** si nota invece in maniera chiara come un guadagno eccessivamente elevato rispetto a quello minimo ammesso per l'innesco provochi una saturazione del segnale stesso generato con l'inevitabile comparsa di una evidente distorsione armonica.

Il fatto di utilizzare come rete amplificatrice un operazionale è dettato principalmente da motivi di opportunità. In ogni caso, la particolarità di questo oscillatore risiede nella topologia circuitale e pertanto è possibile inserire al posto dell'operazionale un amplificatore invertente a transistor **(figura 9)**, specie se se si vogliono ottenere frequenze di oscillazione superiori rispetto a quelle consentite dall'operazionale. In ogni caso, è sempre opportuno ricordare che se l'amplificazione della par-

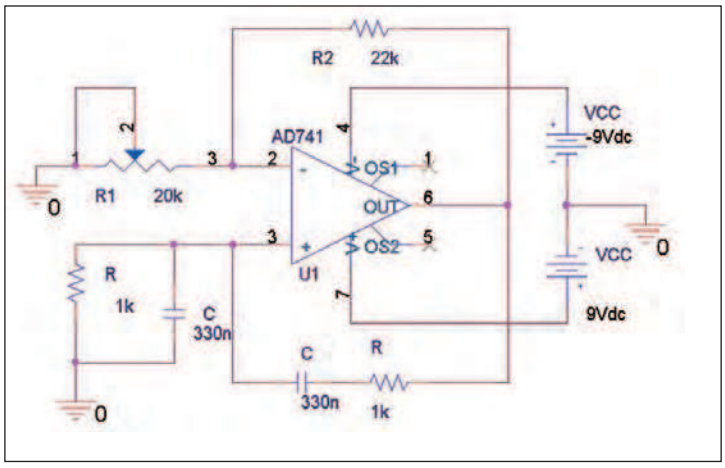


Figura 11: schema elettrico dell'oscillatore a ponte di Wien implementato nel banco di test di figura 12.

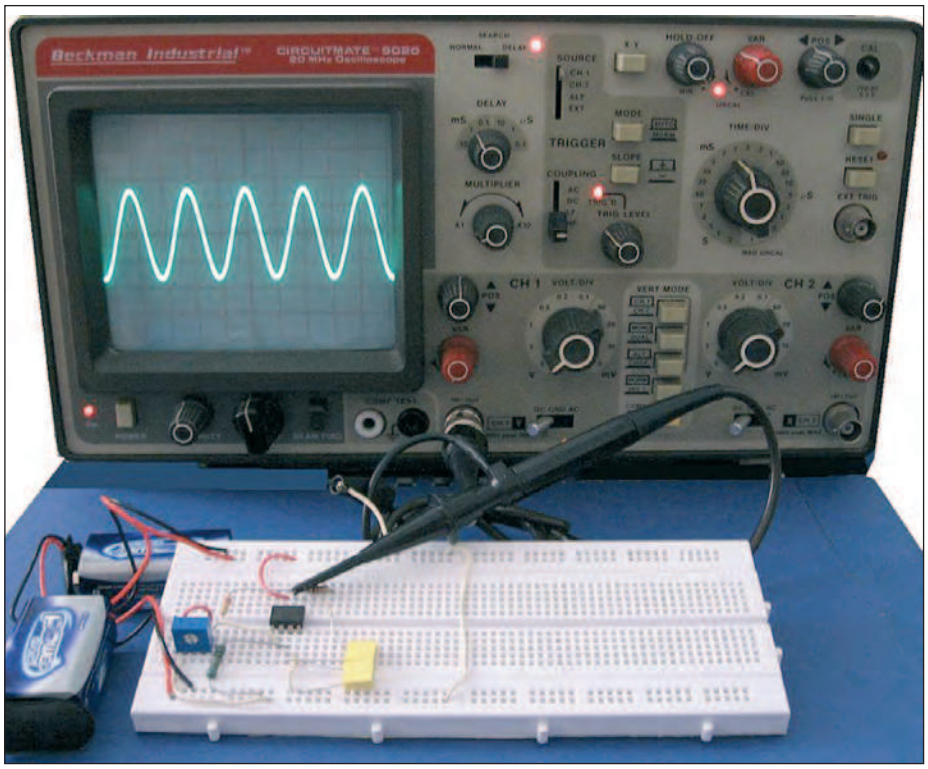


Figura 12: banco di test del circuito di figura 11. L'oscillazione presenta periodo circa uguale a 2 ms e frequenza circa uguale a 482 Hz, come atteso dai calcoli teorici. (N.B.: R = 1 kohm, C = 330 nF, R2 = 22 kohm, R1 = trimmer 20 kohm regolato a 10,7 kohm.)

PER *approfondire...*

[1] A. Ginnico, "Quarzi e circuiti risonanti", "Fare Elettronica" n. 303 (settembre 2010).

[2] A. Giannico, "Circuiti con NE555", Fare Elettronica n. 304 (ottobre 2010).

[3] A. Ginnico, "Timer 555: applicazioni pratiche", "Fare Elettronica" n. 305 (novembre 2010).

[4] J. Millman e A.Grabel, Microelettronica, McGraw Hill - cap. 15: "Generazione ed elaborazione di forme d'onda".

[5] Manuale di elettronica e telecomunicazioni - cap. IX – Tecnologie elettroniche - Materiali piezoelettrici; cap. XI – Oscillatori; cap. XIII – Multivibratori.

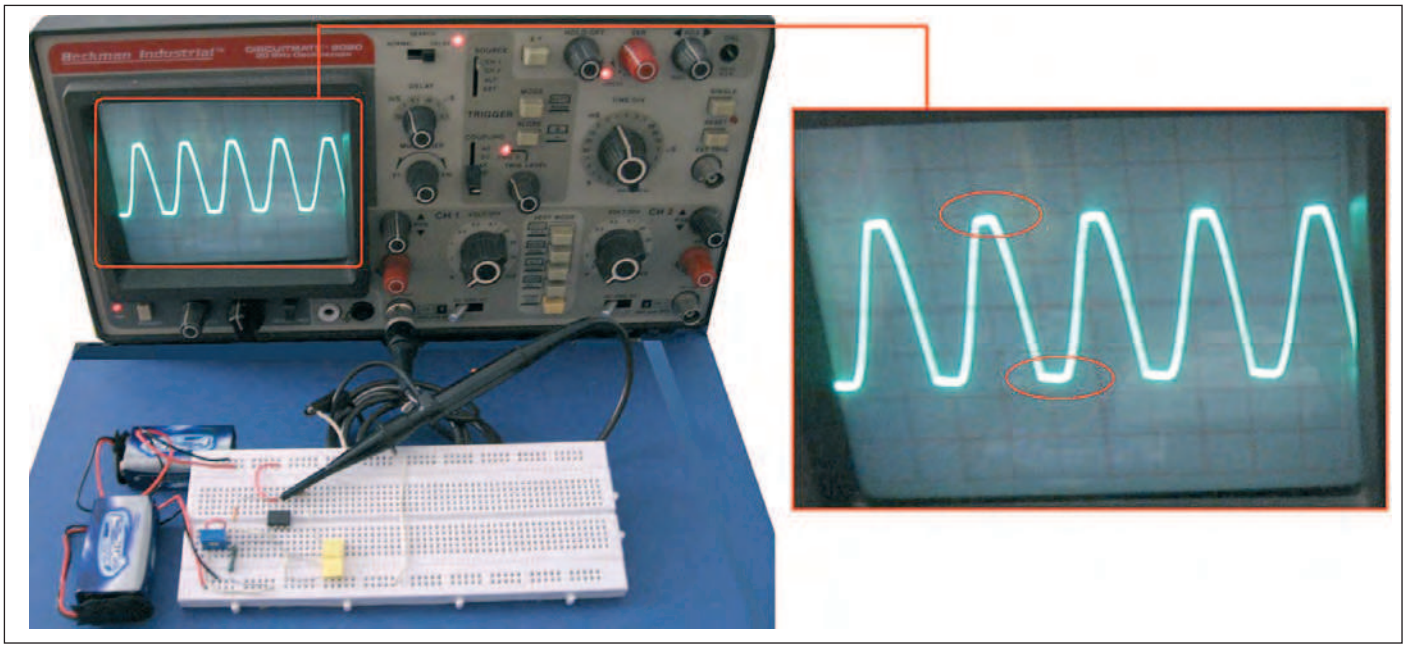


Figura 13: se la condizione R2 > 2R1 è soddisfatta in maniera larga, l'oscillazione non solo si innesca ma è anche affetta da un maggior grado di distorsione armonica (R = 1 kohm, C = 330 nF, R2 = 22 kohm, R1 = trimmer 20 kohm regolato a 9,7 kohm).

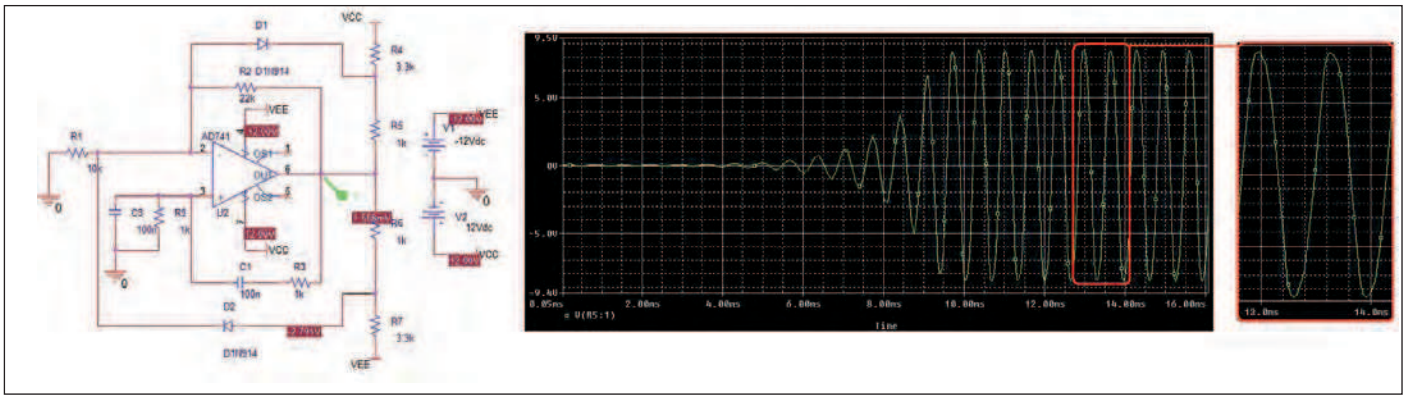


Figura 14: oscillatore a ponte di Wien con circuito di controllo del guadagno. Il controllo agisce quando il segnale diventa ampio e consente di ridurne la distorsione.

te attiva non è sufficiente, l'oscillazione non si autoinnesca, sebbene la condizione di Barkhausen sulla fase sia rispettata **(figura 4)** mentre se è troppo elevata si introduce eccessiva distorsione nella forma d'onda sinusoidale di uscita **(figura 5)**.

Va anche detto che realizzare lo stesso circuito a transistor (per esempio impiegando un amplificatore a BJT invertente con rete di autopolarizzazione, **figura 9**) è possibile ma comporta maggiori difficoltà. Utilizzando un operazionale è invece tutto più semplice, in quanto è possibile gestire e imporre in maniera relativamente agevole il guadagno dell'amplificatore e quindi del ramo diretto della rete. Come detto, è abbastanza semplice realizzare degli esperimenti su bread-board sull'oscillatore a sfasamento.

In **figura 6** è riportata la configurazione circuitale implementata sul banco di test di **figura 7**. Se il guadagno imposto è superiore a 29, ma non eccessivamente, il circuito mostra in uscita una forma d'onda sinusoidale abbastanza pulita **(figura 7)**, cioè non distorta, e di frequenza circa uguale a quella attesa secondo la relazione di calcolo precedentemente mostrata.

Al contrario, se si spinge il guadagno lungo il ramo diretto abbastanza oltre al valore 29, la sinusoide comincia a mostrare un aspetto deformato (distorsione armonica). Se invece il guadagno del ramo attivo diretto è inferiore a 29 l'oscillazione non si innesca, il tutto in perfetto accordo con quanto previsto teoricamente e dalle simulazioni Spice.

È importante sottolineare che nel dimensionamento del circuito è necessario prima di tutto definire i valori di R e C in base alla frequenza di oscillazione desiderata.

Definita la resistenza R è quindi possibile definire la resistenza di reazione in grado di garantire il necessario guadagno alla rete diretta. Nel nostro caso (R = 10

kohm, C = 22 nF) la frequenza prevista di oscillazione è pari a:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = 295Hz$$

cui corrisponde un periodo di circa 3,4 ms. Considerato che la scala dei tempi sull'oscilloscopio visibile in **figura 7** è impostata su 1 ms/div si conclude che vi è sufficiente accordo tra il comportamento atteso del circuito, in termini di frequenza di oscillazione, e quello effettivamente rilevato sperimentalmente. Avendo utilizzato una resistenza nelle celle RC pari a 10 kohm è evidentemente necessario impiegare una resistenza certamente maggiore di 29 x 10 kohm = 290 kohm sul ramo di reazione dell'operazionale affinché sia garantito l'innesco, motivo per cui si è impiegato un trimmer di valore 1 Mohm come riportato nello schema elettrico di **figura 6**.
Considerando inoltre che la scala delle ampiezze dell'oscilloscopio è impostata su 5 V/div si evince che il valore letto è pari a circa 18 Vpp in accordo con i valori di tensione di alimentazione duale ottenuti dall'impiego delle due pile da 9 V visibili nel banco di test mostrato in **figura 7**.
Il trimmer da 1 Mohm **(figura 6)** consente di impostare a piacimento il valore resistivo del ramo di reazione dell'amplificatore e quindi del guadagno dello stesso amplificatore invertente presente sul ramo diretto del circuito. Variando il valore ohmico offerto da questo, si osserva che scendendo al di sotto di circa 300 kohm l'oscillazione tende a scomparire. Effettivamente, dovendo essere il guadagno maggiore di 29 ed essendo la resistenza R = 10 kohm è necessario che la resistenza di reazione sia superiore a 290 kohm. Considerando le tolleranze dei componenti che compongono il circuito è possibile affermare che quanto atteso teoricamente risulta sostanzialmente verificato e rispettato dal comportamento reale del circuito.
Lo stesso banco di test può essere utilizzato al fine di indagare sulla necessità di avere tre celle RC. Effettivamente, se si elimina anche una sola cella delle tre si verifica che, a prescindere dal valore di guadagno di anello imposto agendo sul trimmer del ramo di reazione dell'operazionale, l'oscillazione non è più in grado di innescarsi, il che è pienamente in linea con quanto esposto precedentemente in merito al principio di Barkhausen applicato al circuito in esame. Un'altra interessante indagine può essere condotta, impiegando il banco di test, a riguardo della dipendenza del comportamento di un oscillatore dalla temperatura. I condensatori impiegati nell'implementazione su bread-board di **figura 7** e la maggior parte dei condensatori più comuni presentano infatti una capacità che manifesta una certa dipendenza dalla temperatura. È facile rendersi conto di questo fatto utilizzando un capacimetro oppure un tester digitale con funzione di capacimetro e misurando il valore di capacità di uno dei condensatori presenti all'interno del circuito di **figura 7** mentre si riscalda lo stesso componente con un comune asciugacapelli. Nel giro di poche decine di secondi il valore di capacità del condensatore può variare anche del 50-70%.
Questo significa che l'impiego di capacità di questo tipo in circuiti oscillatori comporta una dipendenza della frequenza di oscillazione dalla temperatura. In particolare, poiché la capacità di comuni condensatori come quelli impiegati nel nostro esperimento diminuisce all'aumentare della temperatura, il periodo di oscillazione nel circuito oscillatore di **figura 7** non può che diminuire anch'esso, da cui consegue un aumento della frequenza di oscillazione in funzione della temperatura. Il confronto tra la **figura 8** e la **figura 7** mostra in maniera chiara quanto esposto. Come si può osservare, la frequenza

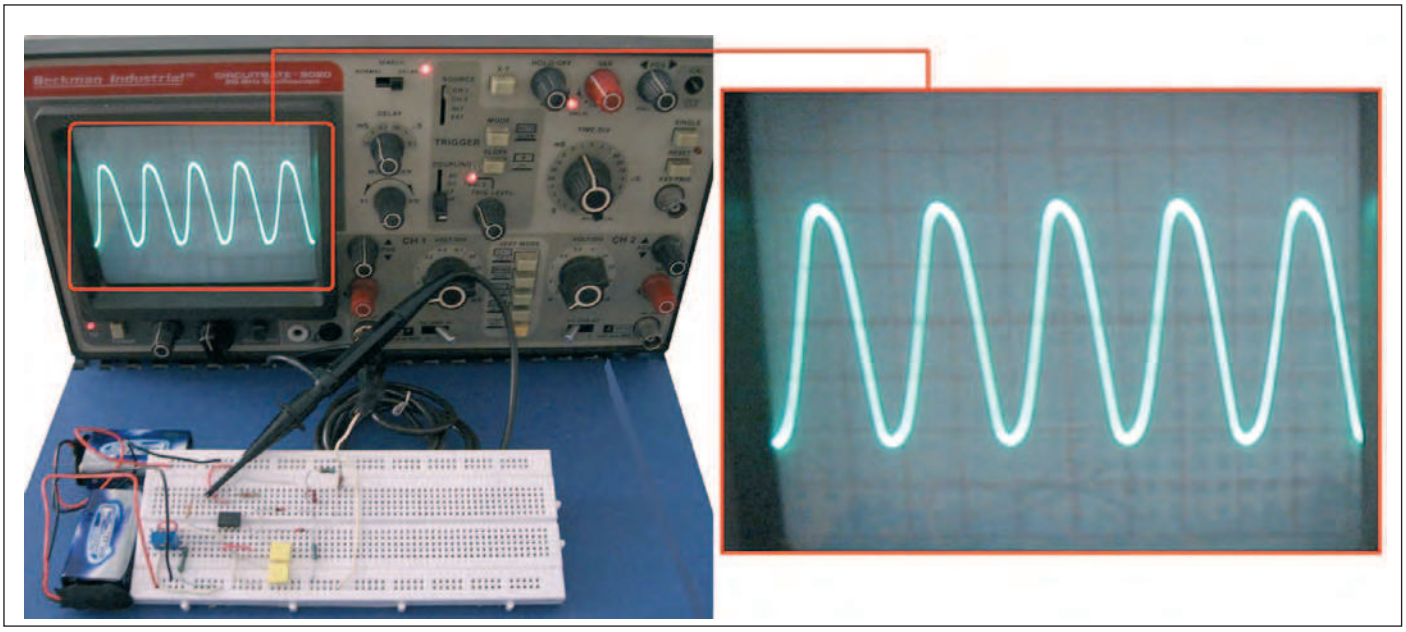


Figura 15: se al circuito di figura 13 (R = 1 kohm, C = 330 nF, R2 = 22 kohm, R1 = trimmer 20 kohm regolato a 9,7 kohm) aggiungiamo una rete limitatrice con i diodi e resistenze rispettivamente di 3,3 k e 1 k come quella impiegata nel circuito di figura 14, l'effetto di saturazione e distorsione del segnale appare ridotto.

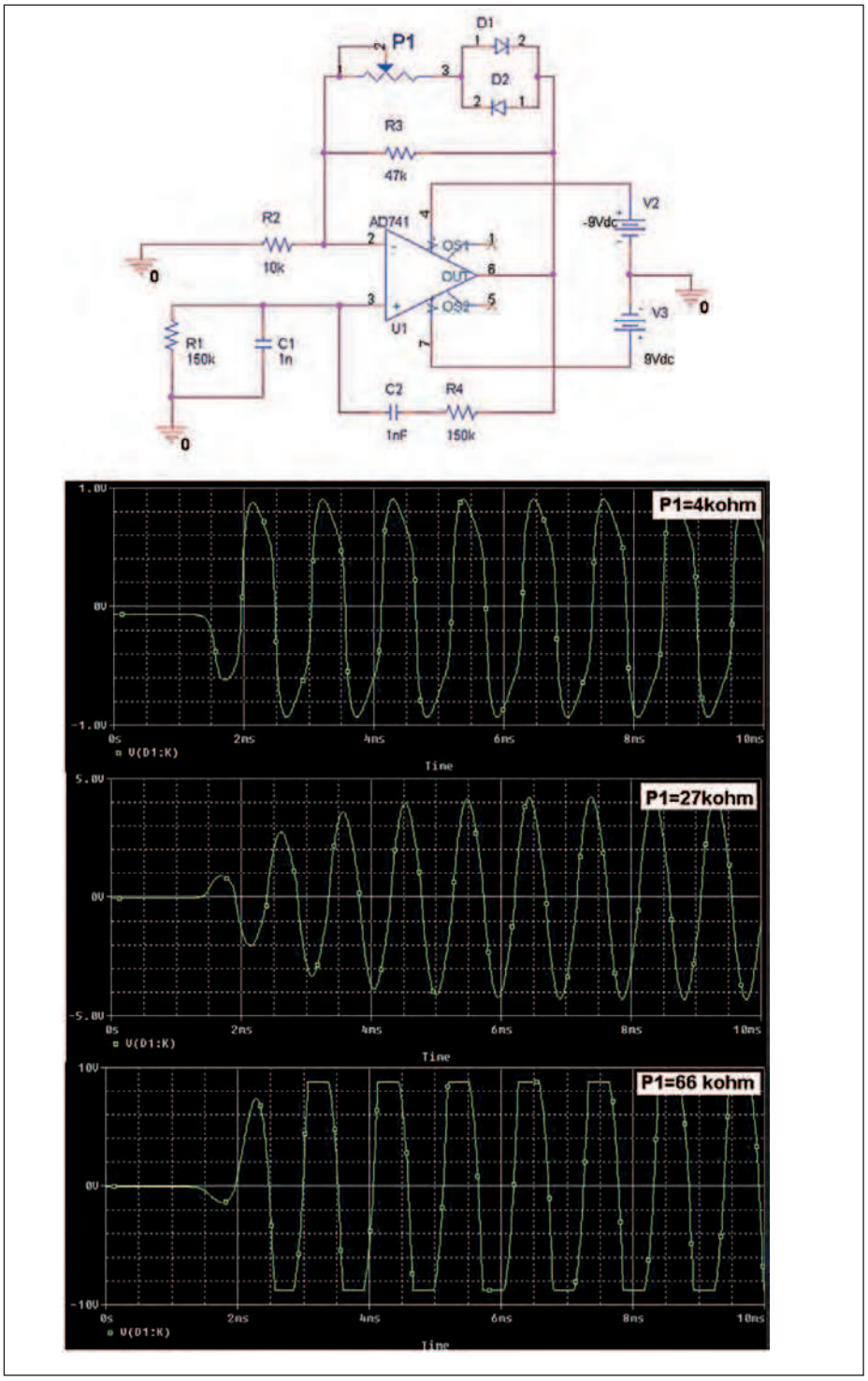


Figura 16: altro esempio di oscillatore a ponte di Wien con circuito limitatore di guadagno e relative simulazioni Spice condotte per diversi valori ohmici del trimmer P1 presente sul ramo limitatore.

di oscillazione cambia considerevolmente, sebbene il circuito sia rimasto del tutto invariato anche per quanto riguarda i valori ohmici e capacitivi nominali dei componenti. Questo esperimento mette in evidenza come in circuiti oscillatori di questo tipo sia necessario, se si desidera una frequenza di oscillazione stabile, impiegare condensatori che presentino capacità poco dipendenti dalla temperatura oppure impiegare soluzioni circuitali a compensazione.

OSCILLATORE A PONTE DI WIEN

Un altro oscillatore sinusoidale a bassa frequenza abbastanza diffuso sul quale è possibile effettuare in maniera relativamente agevole delle esperienze pratiche è il cosiddetto oscillatore a ponte di Wien (**figure 10** e **11**). Topologicamente è caratterizzato da un ramo di retroazione positiva che determina la frequenza di oscillazione e da uno di retroazione negativa che attraverso R_1 ed R_2 determina l'amplificazione (pari a $1+R_2/R_1$ tra l'ingresso non invertente e l'uscita) del ramo diretto. La rete di retroazione positiva (rete RC anticipo-ritardatrice del secondo ordine) produce uno sfasamento di circa +90° a frequenze basse e –90°, a frequenze alte. Lo sfasamento deve risultare nullo alla potenziale frequenza f_0 di oscillazione. Infatti, se si percorre l'anello in cui si deve avere la rigenerazione del segnale si comprende come, essendo investito il morsetto non invertente dell'amplificatore, il guadagno ingresso-uscita del ramo diretto di amplificazione sia positivo ($1+R_2/R_1$) per cui non essendoci inversione del segnale lo sfasamento lungo il ramo diretto è nullo. Per questo motivo, nel rispetto del criterio di Barkhausen, l'oscillazione può avvenire soltanto se anche lungo il ramo di retroazione positiva RC si ha sfasamento nullo. L'imposizione di questa condizione, unitamente a quella sull'ampiezza del guadagno di anello (condizioni di Barkhausen) porta ad ottenere le seguenti due relazioni:

$$R_2=2R_1$$

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}$$

dove R è la resistenza del ramo di reazione positivo ($R = R_3 = R_9$, **figura 10**). In realtà si impone R_2 leggermente maggiore rispetto a quanto previsto dalla precedente relazione, in modo da garantire un guadagno di anello leggermente maggiore di 1 alla frequenza f_0 di oscillazione e quindi l'innesco della stessa oscillazione.

Variando il guadagno del ramo diretto attivo, nel rispetto della condizione $R_2 > 2R_1$ varia il grado di distorsione della forma d'onda in uscita. È necessario per-

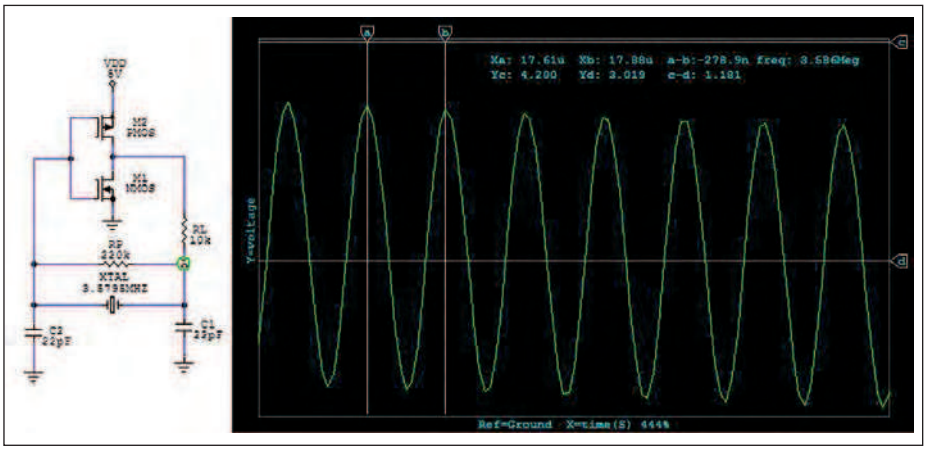


Figura 17: oscillatore a tre punti quarzato di Pierce. Si noti il valore della frequenza di oscillazione fissata dal quarzo e l'assenza di distorsione.

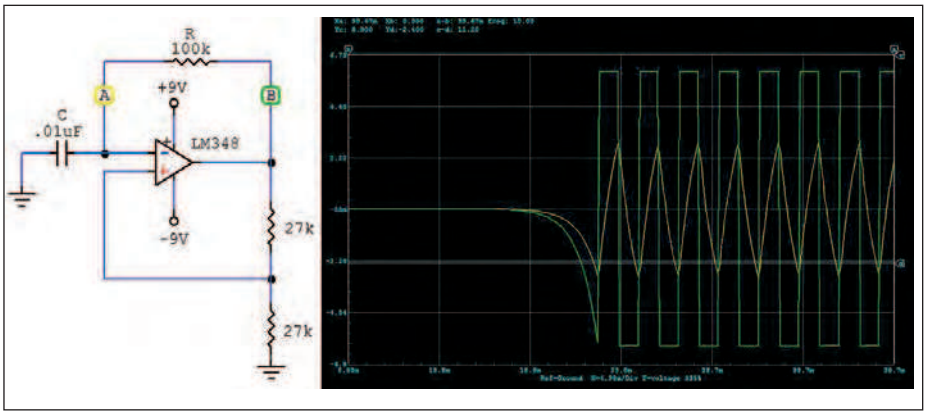


Figura 18: esempio di Opamp clock e relativa simulazione Spice.

tanto impostare adeguatamente il valore di questo in maniera tale da non inficiare eccessivamente la purezza spettrale del segnale **(figura 10)**. Le simulazioni circuitali Spice, al di là delle osservazioni all'oscilloscopio, evidenziano in maniera chiara il fenomeno dell'innesco **(figura 10)**. Il banco di **figura 12** riporta l'implementazione del circuito di **figura 11**. Esso consente di verificare in maniera agevola quanto detto fino a questo momento su questo tipo di oscillatore sinusoidale.

Essendo R_2 (22 kohm) di poco superiore a $2R_1$ (2x10,7 kohm) il circuito è al limite delle condizioni di innesco. La frequenza di oscillazione è data da

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 482Hz$$

Corrispondenti a 2,07 ms. Effettivamente, se si considera che la scala dei tempi dell'oscilloscopio **(figura 12)** è impostata su 1 ms/div, si evince che il periodo del segnale è circa uguale a 2 ms in accordo con quanto atteso teoricamente.

L'oscillazione si sostiene in quanto risulta soddisfatta la relazione $R_2 > 2R_1$. Tuttavia, se soddisfatta questa condizione si continua ad aumentare il valore di R_2 oppure si riduce quello di R_1, la condizione è ancor più fortemente soddisfatta, il guadagno di anello cresce ulteriormente, la sinusoide in uscita comincia a crescere troppo velocemente durante la sua evoluzione tanto da introdurre effetti di clipping e quindi di saturazione con inevitabile distorsione armonica. Questo effetto è chiaramente visibile in **figura 13** nella quale si è ridotto il valore di R_1 a 9,7 khom per cui R_2/R_1 è passato da 22/10,7 = 2,06 a 22/9,7 = 2,27. Al contrario se si aumenta R_1 fino ad ottenere $R_2 < 2R1$ l'oscillazione scompare.

Osservazione. Se si rispettasse esattamente il criterio di Barkhausen sul modulo (AB = 1) le variazioni parametriche farebbero correre il rischio di vedere l'oscillazione smorzarsi nel tempo fino a scomparire (se T fosse in alcuni frangenti anche leggermente inferiore a uno), oppure di vedere l'oscillazione crescere continuamente (se T fosse leggermente maggiore di uno). In realtà ma mano che l'oscillazione cresce cominciano a entrare in gioco effetti non lineari e il valore dell'oscillazione non supera mai quelli di saturazione. Nella pratica si fa in modo che AB sia maggiore di 1 di circa il 5% in modo da evitare che l'oscillazione possa non innescarsi ma allo stesso tempo da evitare che un guadagno troppo elevato faccia crescere troppo velocemente il segnale accentuando distorsione e scarsa purezza spettrale.

LIMITAZIONE DELL'AMPIEZZA DELL'OSCILLAZIONE

Alcuni accorgimenti circuitali possono consentire di limitare il guadagno lungo l'anello man mano che l'ampiezza dell'oscillazione cresce, in modo da evitare che la sinusoide in uscita vada pesantemente in saturazione generando distorsione. Quando l'ampiezza del segnale diventa particolarmente elevata entrano in conduzione i diodi i quali, chiudendo sul ramo di retroazione dell'amplificatore ulteriori resistenze in parallelo, limitano il guadagno d'anello e quindi gli effetti di saturazione e distorsione dell'oscillazione **(figura 14)**.

Aggiungendo ai componenti R = 1 kohm, C = 330 nF, R_2 = 22 kohm, ed R_1 = trimmer 20 kohm (regolato a 9,7 kohm) del circuito di **figura 13** la stessa rete limitatrice con i diodi e resistenze rispettivamente di valore 3,3 kohm ed 1 kohm utilizzati nella simulazione di **figura 14**, si ottiene quanto riportato in figura 15, dove si nota in maniera chiara la riduzione dell'effetto di distorsione del segnale. Il confronto tra la forma d'onda in **figura 13** e quella in **figura 15** giustifica in maniera chiara questa affermazione. La sinusoide che si osserva in **figura 15** non è perfetta come quella di **figura 12**, tuttavia è molto più smussata di quella di **figura 13**, segno dell'efficacia della rete limitatrice del guadagno.

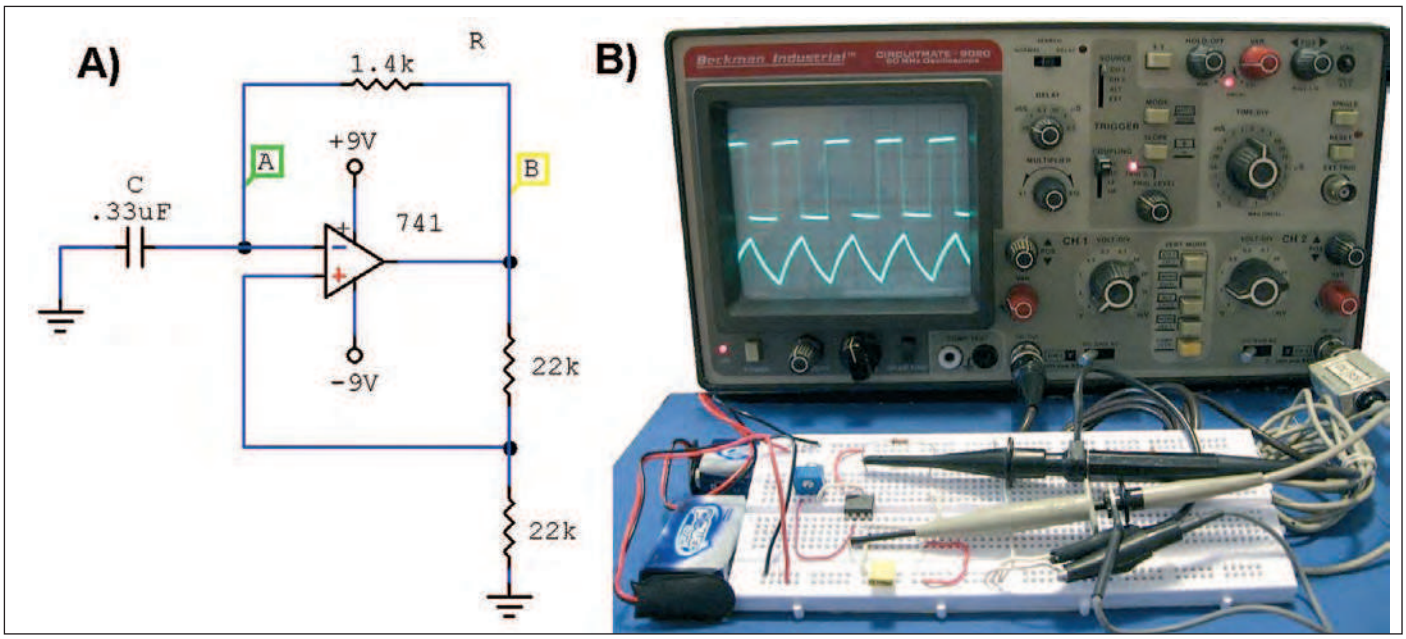


Figura 19: A) opamp-clock dimensionato per frequenza di oscillazione di 1 kHz; B) implementazione su bread-board e test del circuito.

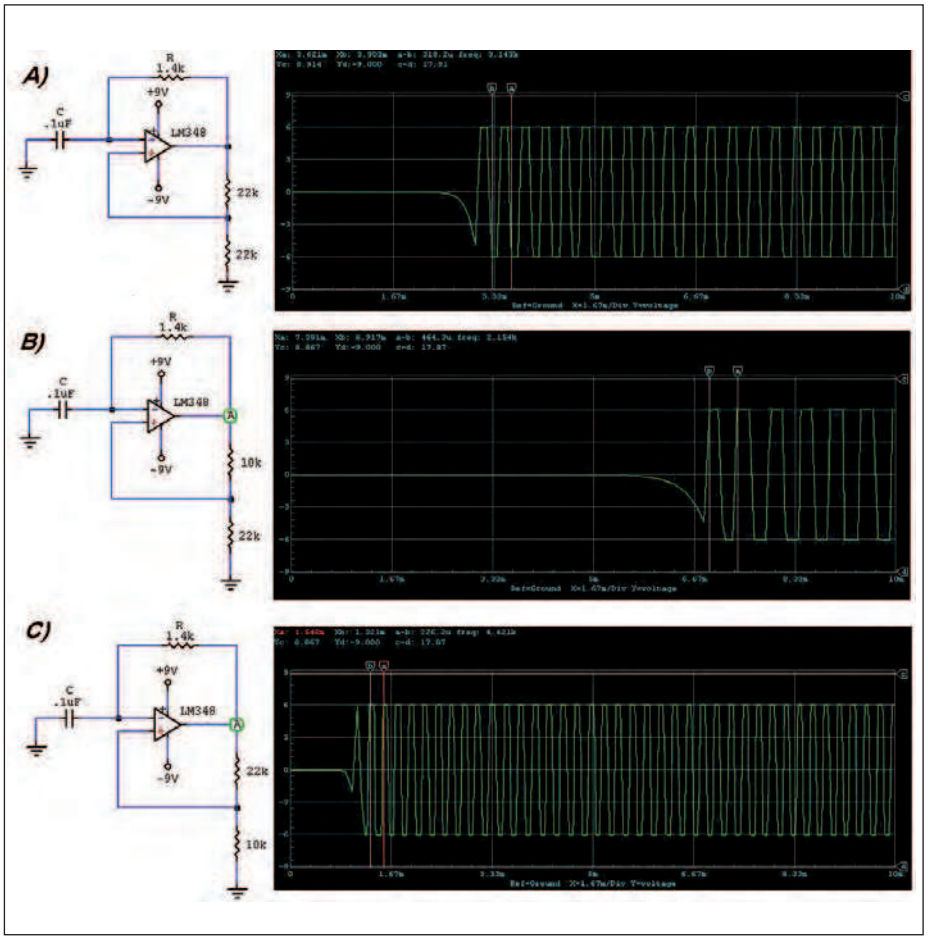


Figura 20: effetto del diverso tipo di dimensionamento ohmico dei resistori posti sul ramo di retroazione positiva dell'operazionale di un opamp-clock. Si notino i valori ohmici dei suddetti resistori e i relativi effetti sui risultati delle simulazioni.

Altri circuiti di limitazione analoghi possono essere implementati utilizzando ancora due diodi ma un minor numero di resistori. In **figura 16** ne mostriamo un esempio corredato da alcune simulazioni Spice. Ne lasciamo al lettore l'eventuale l'implementazione su bread-board. Man mano che la resistenza del potenziometro aumenta, essa diviene assimilabile a un circuito aperto, per cui l'effetto di limitazione del guadagno tende a svanire e ricompare la distorsione del segnale. Se invece il valore ohmico offerto dal trimmer è eccessivamente contenuto, l'ampiezza del segnale tende a ridursi oltremodo. Per questo motivo è necessario impostare il trimmer al valore opportuno se si vuole ottenere il miglior risultato.

OSCILLATORI AD ALTA FREQUENZA DI COLPITTS E HARTLEY

Gli oscillatori di alta frequenza (tipicamente maggiore di 100 kHz) non impiegano generalmente amplificatori operazionali ma dispositivi attivi discreti (BJT e FET). Molti di questi oscillatori appartengono alla categoria degli oscillatori cosiddetti a tre punti. Eseguire esperimenti pratici su questo tipo di oscillatori è un po' più complicato e necessita della disponibilità non solo di capacità ma anche di opportuni induttori. Considerato che dif-

ficilmente il comune hobbista ha a portata di mano questi componenti, preferiamo evitare di riportare nel presente articolo esperienze dirette a riguardo. In ogni caso rimandiamo per qualche riferimento in più all'articolo *"Quarzi e circuiti risonanti"* apparso sul numero 303 di "Fare Elettronica" (settembre 2010).

GLI OSCILLATORI QUARZATI

Gli oscillatori quarzati sono topologicamente simili ai comuni oscillatori, tuttavia prevedono l'impiego di un cristallo di quarzo come elemento risonante. Le applicazioni che motivano la realizzazione di questi circuiti sono molteplici, dalla necessità di ottenere un segnale di clock stabile per i circuiti integrati digitali alla necessità di ottenere un segnale portante nei trasmettitori e ricevitori radio, nei generatori di segnale o più semplicemente in comuni apparecchiature come gli orologi al quarzo. Rispetto a oscillatori che non impiegano un cristallo di quarzo, gli oscillatori quarzati presentano infatti elevata stabilità in frequenza.

Del resto, se vogliamo ottenere un'elevata stabilità di frequenza, dobbiamo impiegare reti di reazione molto selettive; per questo motivo, gli oscillatori ad alta frequenza fanno molto uso di reti LC. La selettività delle reti LC tuttavia, non va oltre un certo limite per cui è spesso opportuno impiegare i cristalli di quarzo. Anche l'argomento dei circuiti oscillatori quarzati va oltre le finalità di base del presente articolo. Per questo motivo rimandiamo il lettore all'articolo *"Quarzi e circuiti risonanti"* apparso sul numero 303 di "Fare Elettronica" per maggiori dettagli teorici e ci limitiamo a riguardo a mostrare la simulazione circuitale di un oscillatore quarzato molto noto in letteratura, il cosiddetto oscillatore di Pierce. Come è possibile osservare, bastano pochi componenti per poterlo realizzare.

Si tratta di un oscillatore topologicamente di Colpitts ma con un quarzo al posto dell'induttanza **(figura 17)**. L'inverter è un amplificatore in classe AB che produce uno sfasamento di 180° mentre la rete composta dal cristallo, R_1, C_1 e C_2 produce ulteriori 180° di sfasamento per complessivi 360°. Questo soddisfa la prima delle condizioni richieste per l'oscillazione. La seconda è che il guadagno di anello sia almeno leggermente superiore a 1. La resistenza di feedback (tipicamente compresa tra 500 kohm e 2 Mohm) produce un feedback negativo e impone il punto di lavoro intorno a metà alimentazione. Ciascun transistor fa da carico per l'altro, dando origine all'elevato guadagno. Il circuito risuona pertanto alla frequenza di risonanza del quarzo **[1]**.

Il lettore, pur non realizzando praticamente il circuito su bread-board, può eseguire autonomamente ulteriori simulazioni Spice al fine di condurre indagini dirette sul suo funzionamento.

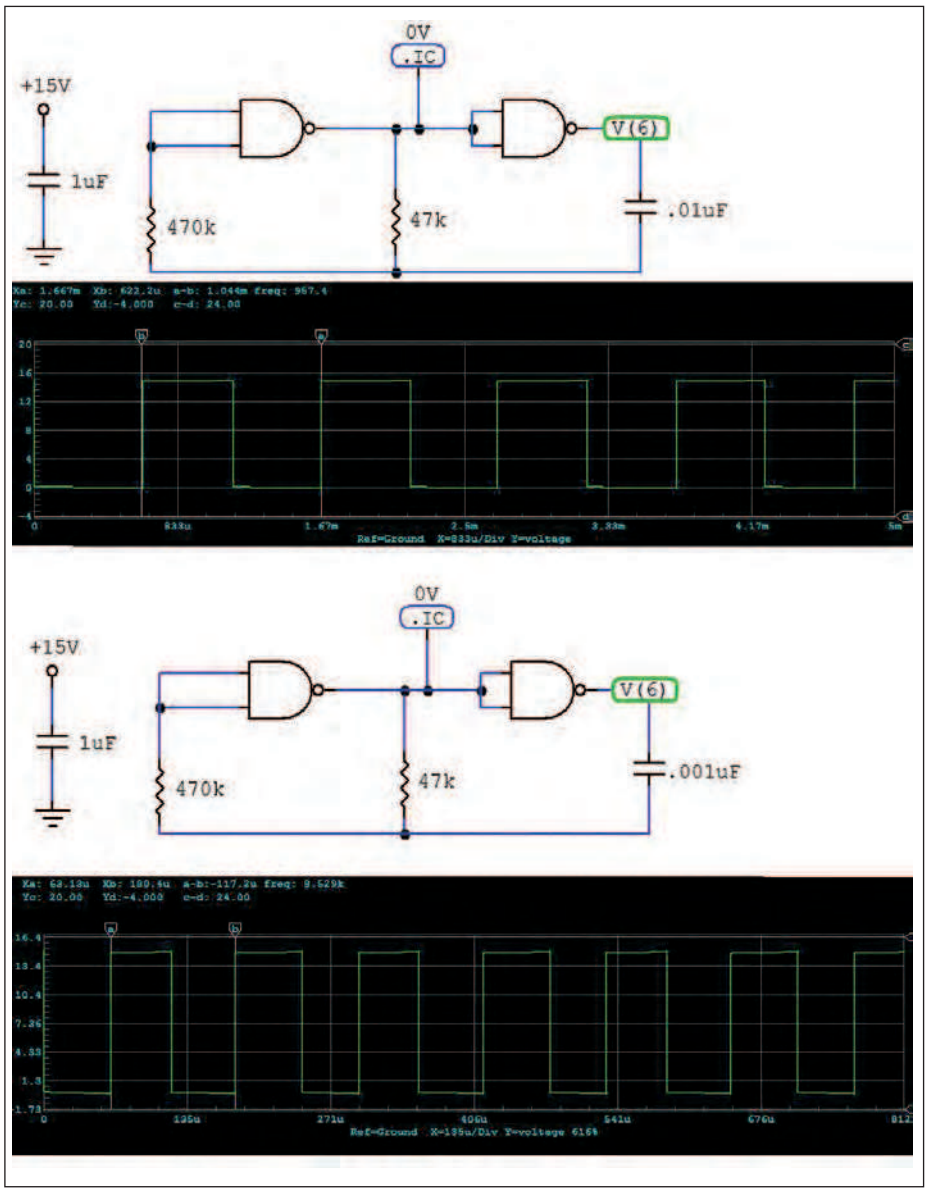


Figura 21: esempio di multivibratore astabile a porte logiche (si noti la dipendenza della frequenza di oscillazione dai valori delle capacità e delle resistenze del circuito).

I MULTIVIBRATORI

I multivibratori sono trai circuiti generatori di segnali più semplici che possano essere implementati su bread-board e indagati direttamente anche dal comune hobbista. Per questo motivo ritengo più che mai opportuno dedicare loro alcuni paragrafi di questo articolo. In generale è infatti necessario fare distinzione tra oscillatori sinusoidali realizzati come amplificatori in retroazione positiva e circuiti multivibratori. Questi ultimi si dividono in bistabili, monostabili e astabili. Quelli bistabili presentano due stati stabili. È possibile

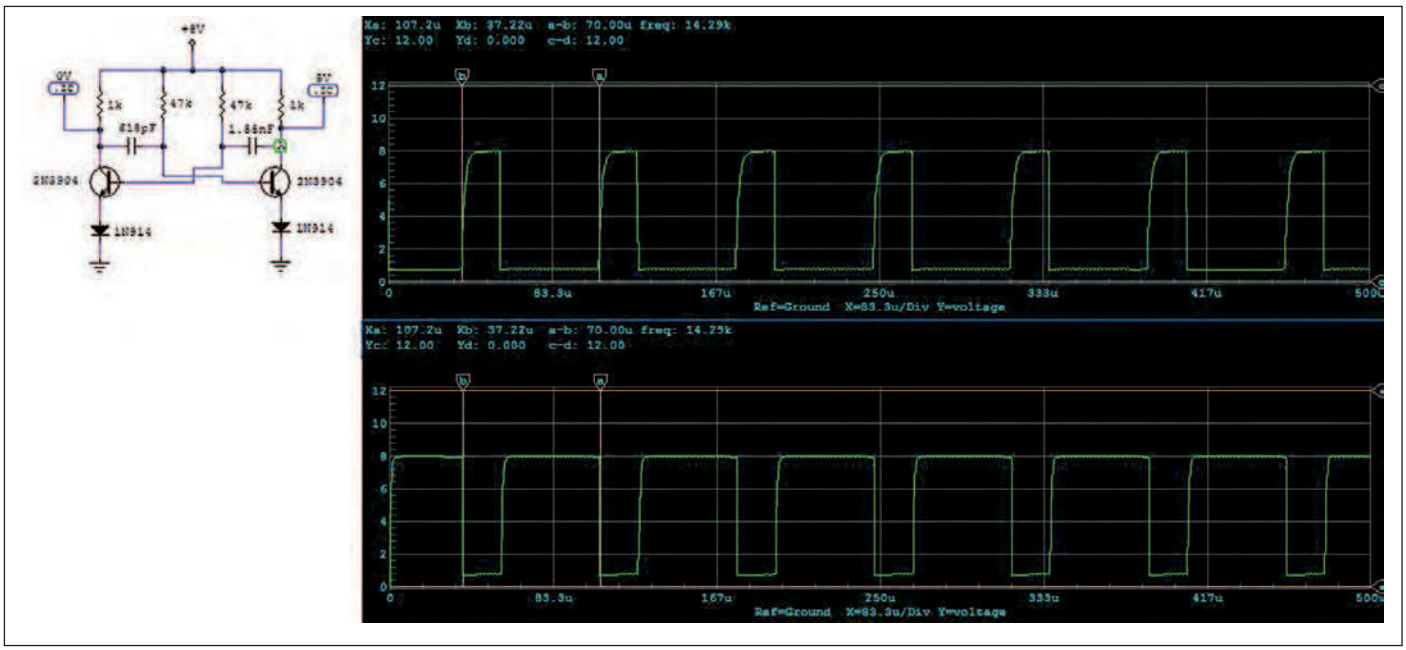


Figura 22: esempio di multivibratore astabile a BJT (si noti la dipendenza della frequenza di oscillazione dai valori delle capacità e delle resistenze del circuito; a dissimmetria circuitale corrisponde dissimmetria delle forme d'onda sulle due uscite del circuito).

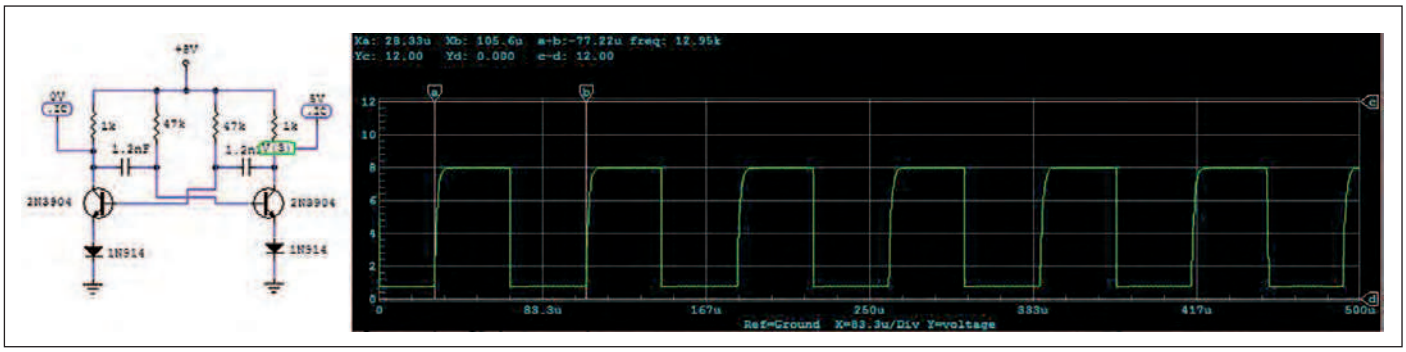


Figura 23: esempio di multivibratore astabile a BJT (si noti la dipendenza della frequenza di oscillazione dai valori delle capacità e delle resistenze del circuito; a simmetria circuitale corrisponde simmetria delle forme d'onda sulle due uscite del circuito).

passare da uno stato all'altro grazie a un impulso di trigger. La stessa cosa accade per i monoistabili con la differenza che in questo caso vi è un solo stato stabile. I multivibratori astabili invece non presentano alcuno stato stabile e quindi oscillano continuamente e autonomamente tra i due stati senza necessitare di alcun ingresso di trigger. Essi consentono pertanto di realizzare onde quadre, triangolari o rettangolari e spesso, come vedremo con un esempio, si basano sul trigger di Shmitt. L'intervallo di tempo durante il quale il circuito rimane in un certo stato dipende dai valori resistivi e capacitivi dei componenti elettrici che lo compongono **[1]**. In **figura 18** è riportato un esempio di circuito di questo tipo noto come *Opamp Clock*. Si tratta di un circuito composto da pochissimi componenti e semplicissimo da realizzare. Se le due resistenze sul ramo di retroazione positiva sono uguali e l'opamp viene considerato ideale, a causa della reazione positiva l'operazionale sarà in ogni istante o nella condizione di saturazione positiva o in quella di saturazione negativa. Se l'uscita in un certo istante è Vcc la rete RC fa caricare il condensatore. Quando la carica supera Vcc/2 (il partitore resistivo sull'uscita dell'operazionale è composto da due resistori di pari valore ohmico) l'opamp, comportandosi da comparatore, fa scattare la saturazione in uscita a –Vee, e a questo punto il condensatore comincia a caricarsi in verso opposto e così via. Di conseguenza in uscita si ottiene un'onda quadra. Se si scrivono analiticamente le relazioni di carica e scarica del condensatore, supponendo sempre uguali le due resistenze presenti sul ramo di retroazione positiva, si giunge alla seguente relazione esprimente la frequenza di oscillazione:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC\ln 3}$$

Agendo sul valore ohmico del partitore e sul valore capacitivo del condensatore è possibile impostare a piacimento la frequenza di oscillazione. La simulazione Spice di **figura 18** rende un'idea abbastanza chiara del funzionamento del cir-

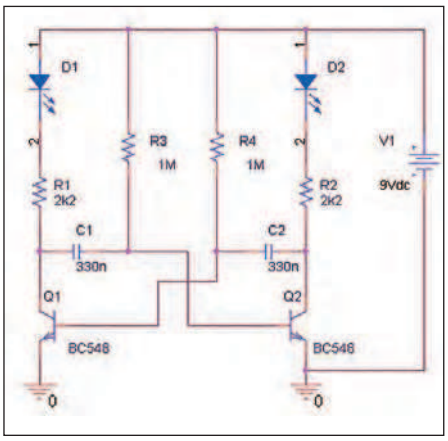


Figura 24: astabile a transistor implementato su bread-board (figura 25) e testato sul banco di test di figura 26.

cuito. In **figura 19** ne è mostrata l'implementazione su bread-board. Al posto della resistenza R si è impiegato un trimmer in maniera tale da poter regolare la frequenza di oscillazione a piacimento. Nel caso specifico di **figura 19** si è impostato il trimmer in modo da avere come resistenza di feedback negativo una resistenza pari ad 1,4 kohm mentre la capacità è pari a 330 nF. A questi valori corrisponde una frequenza di oscillazione teorica pari a:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC\ln 3} = 1kHz$$

cui corrisponde a sua volta un periodo di clock di circa 1 ms, a meno ovviamente delle tolleranze della capacità (nei calcoli abbiamo considerato semplicemente il suo valore nominale). La suddetta relazione mostra chiaramente come agendo sul valore di resistenza o su quello della capacità sia possibile modificare la frequenza di oscillazione secondo le proprie esigenze. In ogni caso, il trimmer consente di regolare a piacimento, almeno in un certo range, la frequenza del clock così ottenuto. Il valore delle resistenze sul ramo di reazione positivo è pari a 22 khom. Facciamo osservare che l'uguaglianza tra i valori di queste due resistenze è una condizione fondamentale che porta alla relazione suddetta esprimente la frequenza del clock. Nel caso in cui questa condizione non fosse rispettata, la commutazione dell'operazionale non avverrebbe più in corrispondenza di Vcc/2 e di conseguenza, sebbene il funzionamento del circuito nelle linee generali rimanga invariato, la relazione suddetta non sarebbe più valida. Se, per esempio, si riduce delle due il valore della resistenza che si chiude verso massa, il valore di riferimento diventa inferiore a Vcc/2, la commutazione avviene più rapidamente e la frequenza del clock aumenta rispetto a quanto previsto dalla precedente relazione. Al contrario, se si lascia invariata la resistenza che si chiude verso massa e si riduce quella che chiude il percorso uscita-ingresso non invertente, l'effetto è opposto, in quanto aumentando il livello di riferimento oltre al valore Vcc/2 la commutazione avviene con ritardo e pertanto la frequenza del clock diminuisce. Le diverse situazioni appena discusse sono evidenti nelle simulazioni Spice riportate in **figura 20**. Al posto degli amplificatori possono essere utilizzate porte logiche **(figura 21)** o transistor (astabile a transistor, paragrafo successivo). Il principio di funzionamento di questi circuiti si basa ancora una volta e in ogni caso sulla carica e scarica di condensatori.

ASTABILE A TRANSISTOR

I circuiti astabili a transistor sono tra i più semplici da realizzare su bread-board e da sottoporre a test. Il circuito di **figura 22** è uno dei più semplici astabili realizzabili con un paio di transistor che commutano alternativamente tra due stati instabili. Ancora una volta il principio di funzionamento si basa sul ciclo di carica e scarica di condensatori. Se il circuito viene fatto funzionare con una costante di tempo sufficientemente lunga, il suo evolvere può essere osservato attraverso il lampeggio alternato di due LED (**figure 24**, **25** e **26**). Il funzionamento del circuito è basato sul passaggio dello stato di un transistor dalla saturazione all'interdizione e al corrispondente passaggio opposto per l'altro transistor il quale, per motivi topologici, non potrà mai trovarsi nello stesso stato del primo. Questo comporta che il collettore del transistor oscilli tra livello alto di tensione e livello basso. Ciò consente di disporre di due segnali approssimativamente a onda quadra sui collettori dei due transistor l'uno l'opposto dell'altro **(figura 26)**. Il circuito è perfettamente simmetrico, il che consente di ottenere un duty-cycle praticamente del 50%. La frequenza di oscillazione è inversamente proporzionale alla costante di tempo data dal prodotto della capacità C per la resistenza R per cui, aumentando opportunamente il valore della capacità oppure il valore della resistenza, è possibile rendere l'oscillazione sufficientemente lenta tanto da renderla osservabile attraverso il lampeggio alternato dei due LED. Un semplice circuito di questo tipo può essere visto sia come generatore di segnale sia come semplice lampeggiatore. Se si diminuisce il valore della resistenza R da 1 Mohm a pochi kohm o a poche decine di Kohm è possibile rendere mol-

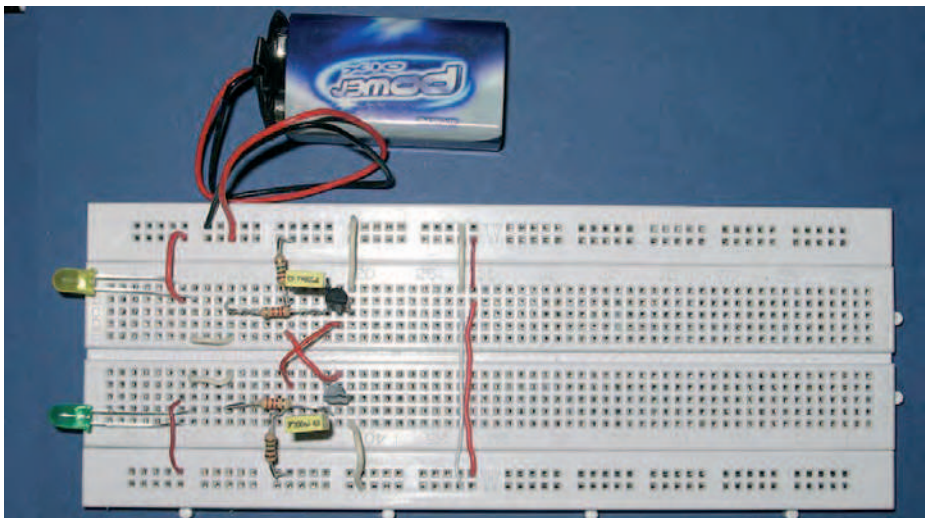


Figura 25: implementazione su bread-board del circuito di figura 24. Se la frequenza di oscillazione è sufficientemente contenuta, i due LED lampeggiano a frequenza osservabile.

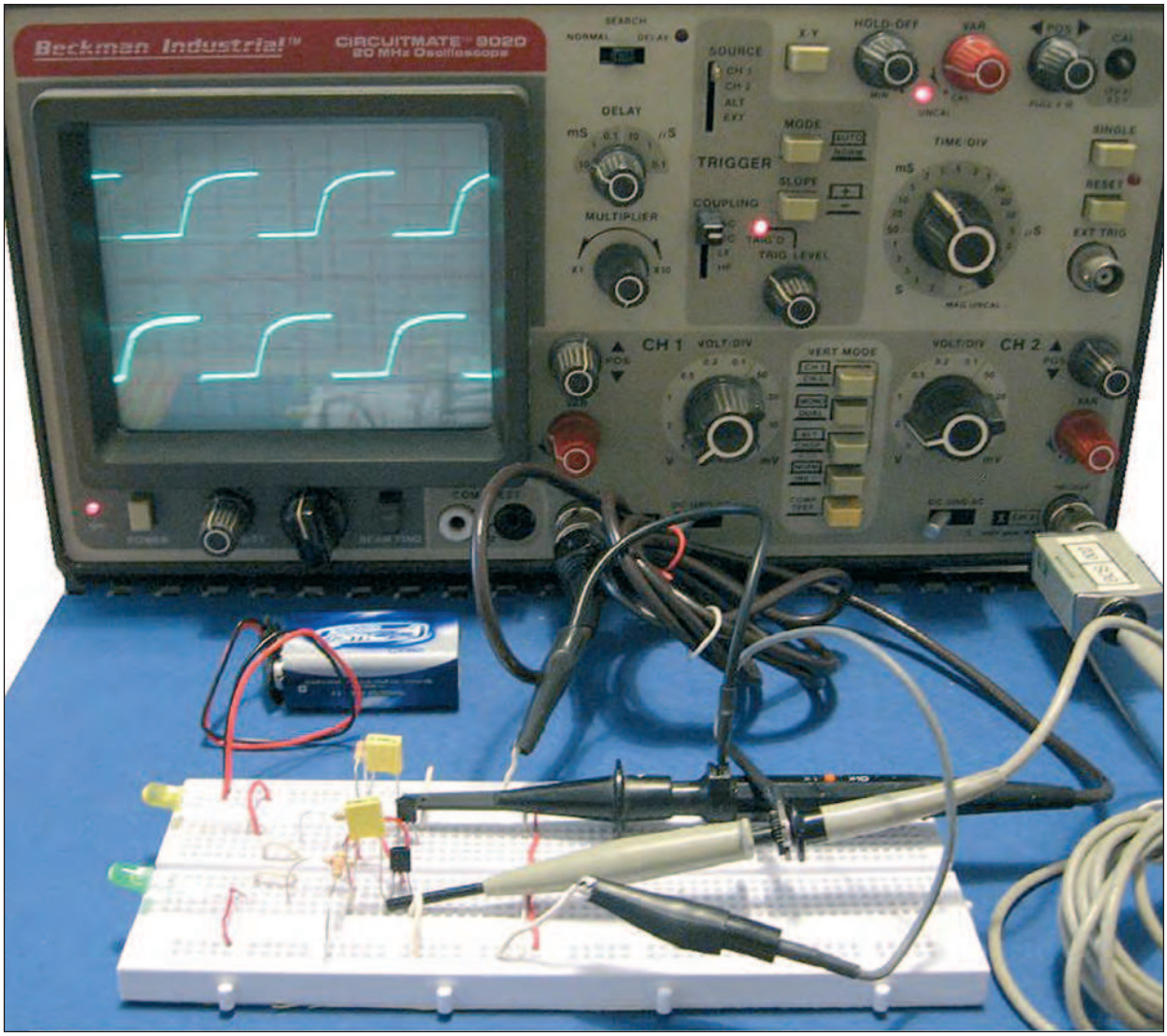


Figura 26: sostituendo alle resistenze da 1 Mohm di figura 20 due resistenze da 20 kohm, la frequenza del segnale diventa abbastanza elevata (periodo compreso tra pochi millisecondi e dieci millisecondi) e pertanto non è più osservabile attraverso il lampeggio dei due LED. L'impiego di un oscilloscopio consente in ogni caso di osservare le due forme d'onda opposte presenti sul collettore dei due transistor e di notarne la crescita esponenziale tipica dei circuiti RC del primo ordine.

to più rapida l'oscillazione, portandola a valori dell'ordine dei kHertz. In queste condizioni non è più possibile seguire l'accensione e lo spegnimento dei LED che appaiono all'osservatore costantemente accesi. Di conseguenza è necessario, per effettuare correttamente l'osservazione delle due forme d'onda di tensione sui due collettori dei transistor, utilizzare un oscilloscopio **(figura 26)**.

Come si osserva, appare chiaro l'effetto di carica RC sulle due forme d'onda. Il circuito continua a oscillare fino a che risulta alimentato.

I circuiti mostrati nelle simulazioni di **figura 22** e **23** e quelli mostrati nella realizzazione su bread board (**figure 24**, **25** e **26**) differiscono unicamente per i valori delle resistenze e delle capacità oltre che per la posizione dei diodi ma dal punto di vista del principio di funzionamento risultano perfettamente equivalenti.

IL TIMER 555

Tra i circuiti più comuni in letteratura utilizzabili come generatori di segnali vi sono quelli basati sull'impiego del Timer 555. L'argomento è stato trattato in altri articoli apparsi su Fare Elettronica. Per questo motivo ci limitiamo a richiamarli e a rimandare alla loro diretta lettura. Si tratta di: *Circuiti con NE555*-Fare Elettronica 304 ottobre 2010 e *Timer 555: applicazioni pratiche*-Fare Elettronica 305 novembre 2010.

CONCLUSIONI

L'argomento della generazione delle forme d'onda, sia mediante oscillatori lineari sia multivibratori, quarzati o non quarzati è estremamente vasto. Quanto illustrato in questo articolo consente di comprendere i princìpi su cui si basa il funzionamento di questi circuiti e rappresenta al tempo stesso una semplice guida pratica alla realizzazione di quelli più elementari. I circuiti e gli esperimenti presentati possono per questo essere implementati direttamente dal lettore e anche da hobbisti alle prime armi. Gli stessi circuiti potranno essere utilizzati dal lettore come generatori di segnali "fai da te" per i propri esperimenti. In quasi tutti i circuiti proposti abbiamo fatto uso di alimentazione duale, tuttavia questo non crea alcun problema allo sperimentatore in quanto, nella peggiore delle ipotesi, è sufficiente utilizzare due semplici pile da 9V per rendere possibili le esperienze stesse. Augurandoci di aver offerto degli spunti teorici e pratici per lo studio e la costruzione di questi circuiti, segnaliamo che all'interno degli articoli di "Fare Elettronica" elencati nella sezione *"Riferimenti bibliografici"* è possibile trovare ulteriori informazioni e approfondimenti sull'argomento. ❑

CODICE MIP 2805153

fare elettronica

Vieni a trovarci su Facebook! siamo già più di 1800!!!

aggiornamenti e novità in tempo reale

articoli gratuiti per i fan

anteprime e anticipazioni

eventi

contatti con gli autori

inviaci i tuoi consigli e i tuoi commenti

condividi i contenuti con i tuoi amici

DIVENTA PROTAGONISTA DELLA TUA RIVISTA PREFERITA!

www.facebook.com/farelettronica

CODICE MIP 2815378

l'angolo di Mr A.KEER

SHIFT REGISTER

(terza parte)

Il compito di sostenere l'utilità e la diffusione dei Flip-Flops D-Type spetta, questa volta, ai Registri a Scorrimento di tipo PISO, importanti per il fatto di svolgere un'attività complementare a quella assicurata dagli Shift Register di tipo SIPO.

Dopo aver analizzato in dettaglio il funzionamento dei Registri a scorrimento con ingresso seriale, tanto nella modalità SISO (*Serial In/Serial Out*) quanto in quella SIPO (*Serial In/Parallel Out*), è logico fissare l'attenzione sulla terza modalità, detta PISO (*Parallel In/Serial Out*), la cui importanza è fondamentale, non solo nella ricetrasmissione di dati a distanza, in coppia con alcuni dispositivi descritti la volta scorsa.

REGISTRI A SCORRIMENTO PISO

La logica di funzionamento nella modalità PISO è opposta a quella in modo SIPO, per l'evidente scambio dei ruoli affidati agli ingressi e alle uscite; la **figura 1** mostra la struttura di un generico PISO Shift Register a 4 bit, dotata dei quattro ingressi paralleli (D_1, D_2, D_3 e D_4, Parallel Input) dell'uscita seriale (Q, Serial Output) e della linea opzionale di Clear, attiva bassa, che consente di predisporre a zero le uscite interne dei 4 Flip-Flops D-Type.
La differenza più evidente è data dalla presenza di un multiplexer "da 2 a 1", necessario per assicurare le due funzioni tipiche del suo funzionamento, governate dalla linea SH/LD: quando questa viene posta a 0 gli ingressi interni D sono collegati contemporaneamente con quelli paralleli esterni, sui quali è stata predisposta l'informazione a 4 bit da proporre allo Shift Register: viene così assicurata la fase di caricamento (LD, Load) del dato parallelo, trasferito poi in uscita a ciascuno stadio sul successivo fronte di salita del Clock.
Alcuni componenti PISO si avvalgono di questa tecnica *sincrona* (cioè attivata dal Clock) per memorizzare il dato parallelo dentro il Registro, ma la gran parte raggiunge lo stesso scopo in modo *asincrono* (quindi senza coinvolgere il Clock), intervenendo internamente sulle linee di Preset o di Clear (dedicate solo a questo servizio), forzarvi un uno o uno zero per modificare le uscite degli stadi; il consueto dettaglio dei vari integrati chiarirà meglio questo concetto.
Quando la linea SH/LD è forzata a 1 il Registro viene sostanzialmente ricondotto alla modalità SISO, collegando il Serial Input esterno con l'ingresso D del

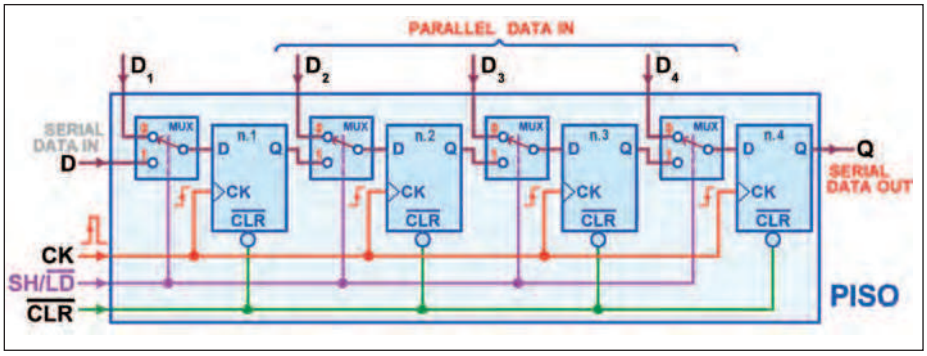


Figura 1: dettaglio funzionale di un Registro a Scorrimento in modalità PISO.

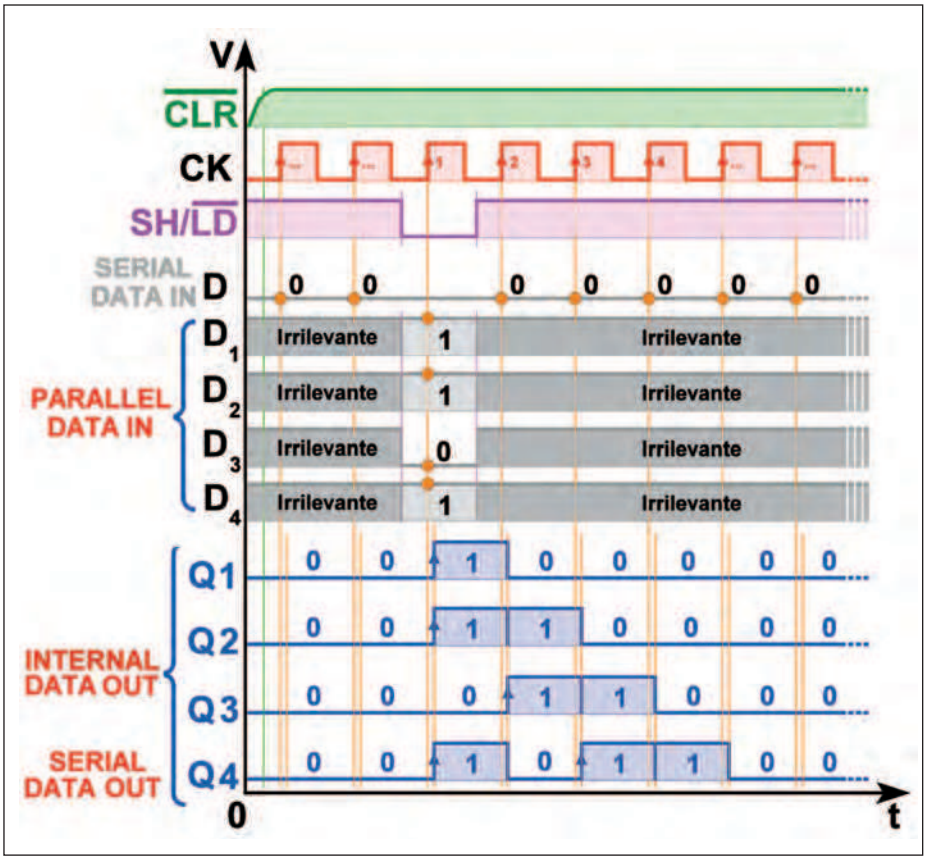


Figura 2: diagramma temporale nel funzionamento di un Registro a Scorrimento in modalità PISO.

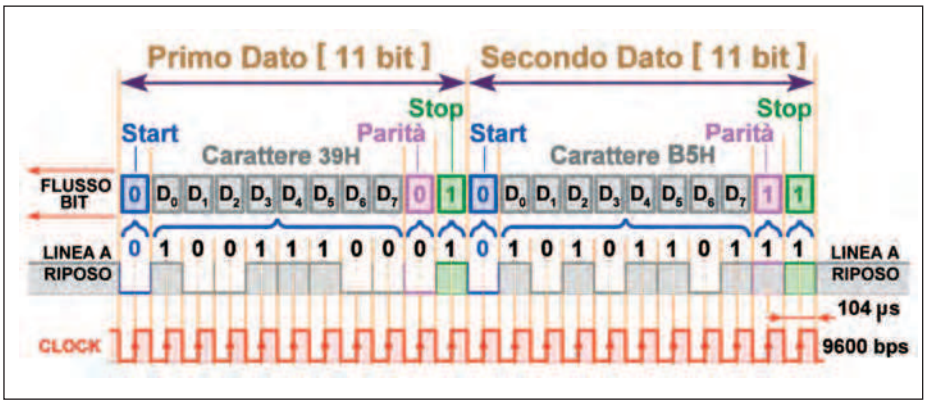


Figura 3: diagramma temporale di 2 frame seriali asincroni (protocollo RS232C).

primo stadio e gli input D degli stadi successivi con l'uscita di quelli a essi precedenti; ogni successivo impulso di clock produrrà ora lo spostamento (SH, Shift) verso destra dei dati precedentemente memorizzati, un bit alla volta, fino alla loro uscita dalla linea di Serial Output.

Alla luce di questi fatti il Registro a Scorrimento PISO può essere considerato un eccellente convertitore parallelo-serie; naturalmente il dato eventualmente presente sul Serial Input è irrilevante ai fini della serializzazione del dato parallelo fornito sui Parallel Input perché, dopo un numero di impulsi di clock pari al numero di stadi coinvolti (il primo dei quali è servito per caricare in parallelo i bit), la stringa finale sarà ritenuta ricostruita sulla Serial Output.

Sebbene, come detto, sia funzionalmente possibile utilizzare questo dispositivo in modalità SISO, non sembra logico impiegare una struttura così complessa per questo scopo; tuttavia, per questa opportunità, questi Shift Register possono legittimamente essere ritenuti SI-PI/SO.

La presenza della linea Serial Input è, per altro, importante per permettere la messa in cascata di più Registri, al fine di creare stringhe seriali di bit a partire da una parola parallela più grande, da 8 o più bit.

La **figura 2** mostra il diagramma temporale di un PISO a cui facciamo pervenire sui 4 ingressi paralleli la parola a 4 bit (*nibble*) 1101; all'accensione (tempo 0) il segnale di Clear è mantenuto brevemente a massa, per forzare a zero tutte le uscite interne; non appena Clear torna a 1, il Registro è in condizioni di accettare la sequenza di fronti attivi di Clock.

Finché SH/LD=1 i possibili fronti attivi di Clock provvedono a catturare, di volta in volta, il valore corrente del Serial Input (nell'esempio tenuto a zero) e a far scorrere i bit (essi pure tutti a zero, per l'azione del Clear) da uno stadio al successivo, verso destra; in questa fase si provvede a predisporre il dato da serializzare sui 4 Parallel Input, ma la loro presenza è irrilevante fino al momento in cui SH/LD passa a 0.

Poiché il prossimo fronte di salita del Clock trasferirà dentro il Registro l'informazione attualmente presente sugli ingressi D_1, D_2, D_3 e D_4 è indispensabile che essi siano stabili per almeno un tempo pari a t_S (Setup Time) prima dell'arrivo del fronte attivo; una volta agganciati, la loro presenza torna irrilevante per cui (dopo aver assicurato la loro presenza per un tempo almeno pari a t_H,Hold Time), la linea SH/LD viene riportata a 1, dando inizio alla serializzazione della parola acquisita.

In queste condizioni, dopo ogni fronte di clock, il registro sposta il suo contenuto di una posizione a destra e dopo 4 impulsi anche l'ultimo bit (quello più significativo della parola, affidato all'inizio a D_1) si ritrova sulla Serial Output, dalla quale sono usciti in precedenza anche gli altri tre; da notare che il valore logico di volta in volta presente sulla Serial Input (nel nostro

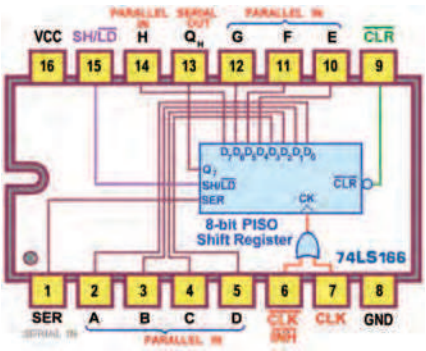


Figura 4: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS166: Pin-out.

esempio sempre 0) viene a sua volta immesso da sinistra nel primo stadio, ma la sua presenza è irrilevante perché è logico pensare che l'arrivo del quinto impulso di clock provvederà a caricare un nuovo dato parallelo, dando inizio a un ciclo identico a quello appena descritto.
Nel diagramma l'impulso basso di SH/LD è volutamente esagerato per motivi didattici: in realtà è sufficiente che abbia una durata di qualche decina di ns (pari alla somma dei due tempi t_S e t_H) e che sia fornito nell'intorno del fronte attivo di Clock che provvede al Load della parola esterna: tutte cose che un processore, chiamato a gestire la conversione parallelo-serie, esegue con estrema facilità.
Va infine sottolineato che ciascun bit rimane sull'uscita seriale per un tempo pari al periodo di Clock, la cui frequenza è dunque anche la velocità di serializzazione, cioè il numero di bit che viene messo a disposizione in un secondo; questo parametro è fondamentale nella ricetrasmissione seriale e si misura in *baud* (=1bit/sec = 1 bps).
In concreto, per trasmettere a distanza un'informazione basta un unico filo su cui far scorrere le stringhe, serializzate a partire da un dato parallelo, una dopo l'altra; in questo caso il problema da risolvere è quello di avere la certezza che il ricevitore, nella stazione remota, sia in grado di interpretare questa sequenza, al fine di ricompattare le parole da cui la sequenza ha avuto origine.
Non si tratta di un problema da poco: se le due postazioni collegate tra loro disponessero di una linea di clock in comune (comunicazione sincrona) sarebbe facile per l'una essere avvisata dall'altra, quando il dato è pronto; ma questo non è il caso della normale trasmissione e ricezione di dati, per esempio con la porta seriale di un computer, per la quale è prevista una comunicazione di tipo asincrono, cioè senza la presenza di un clock.
Il primo passo per risolvere il problema è quello di condividere la stessa velocità operativa (detta Baud Rate), cioè in sostanza concordare la durata in linea di ciascun bit: con una tipica Baud Rate di 9600 bps essa è di 104,2 microsecondi; ma non basta: è necessario conoscere il punto in cui cominciare a leggere la stringa, per sapere con certezza (o meglio, con buona probabilità) quale dei bit della sequenza sarà da ritenere il primo (D_0) della parola da ricostruire.
Per questo è stato inventato un meccanismo geniale, in grado di consentire la ricezione dati anche senza che il trasmettitore sia costretto a spedire un segnale di clock al ricevitore (e, naturalmente, viceversa): basta aggiungere alcuni bit speciali, davanti e dietro a quelli del byte da trasmettere, detti per questo bit di Start e bit di Stop. La **figura 3** mostra la struttura del dato seriale finale, codificata dal protocollo di comunicazione asincrono dello standard RS-232C: a) poiché la linea seriale, a riposo, è tenuta alta, è ragionevole il fatto che il bit di start abbia valore 0: attendendo questo evento (cioè aspettando che la linea vada bassa) per il ricevitore è facile capire che è in arrivo un nuovo dato; b) subito dopo seguono i bit del dato (otto, nel nostro esempio), a partire da quello meno significativo (LSB, Least Significant Bit, D_0) fino a quello più significativo (MSB, Most Significant Bit, D_7); c) infine viene aggiunto almeno un bit di stop, sempre di valore logico 1, riportando così la linea al livello di riposo: se

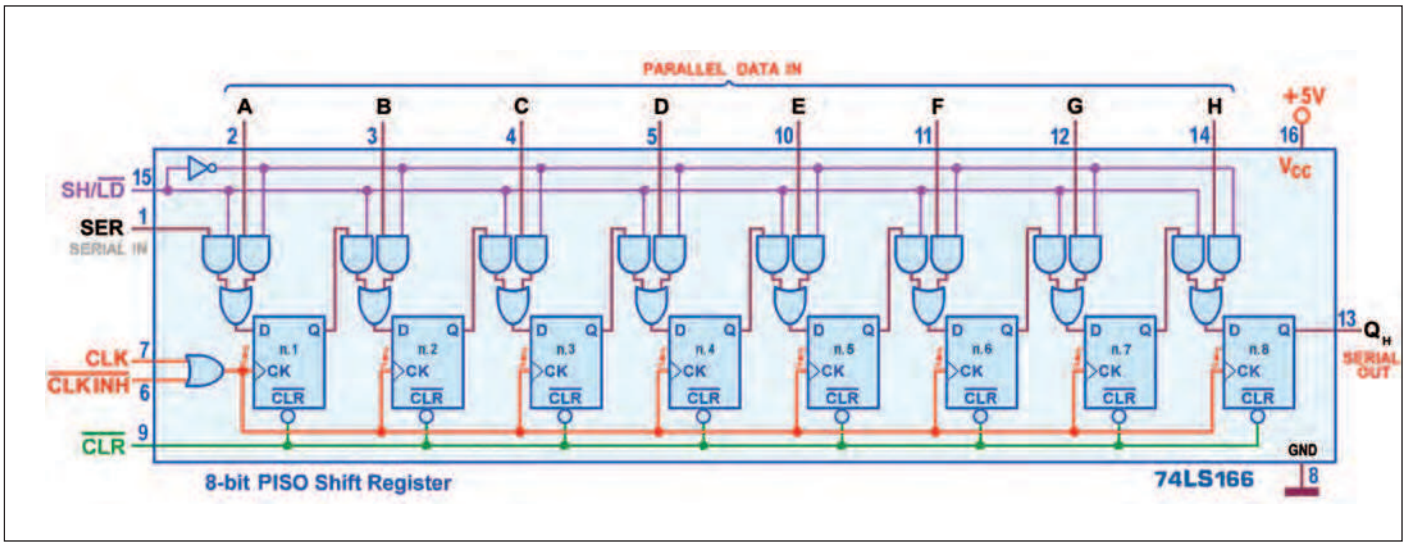


Figura 5: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS166: schema funzionale.

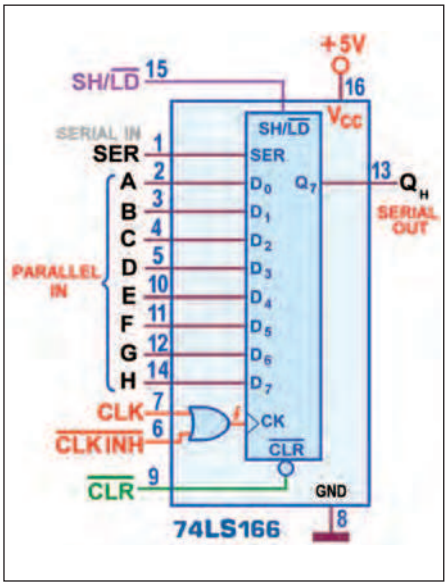


Figura 6: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS166: schema pratico.

non dovessero seguire altri dati, la linea sarebbe esattamente nelle condizioni di partenza, cioè inattiva (sempre a 1 logico), in attesa (stato di idle) di essere occupata dal prossimo dato. Questa struttura è detta *frame* proprio per la sua forma, che tende a incorniciare (*framed*) il byte di dato, cioè a racchiuderlo tra due bit di sincronismo (uno davanti, di *Start*, e uno dietro, di *Stop*); in questo modo il ricevitore asincrono è in grado di sapere quando inizia e quando finisce, anche senza disporre di una linea di clock condivisa. In **figura 3** si nota anche un particolare bit, detto *di parità*: in presenza di scariche o interferenze elettriche, o a causa della possibile rumorosità della linea di comunicazione, non è da escludere che uno o più bit del frame seriale asincrono possa subire una commutazione o possa addirittura essere perduto; in entrambi i casi il dato ricevuto risulterà diverso da quello trasmesso e, in assenza di provvedimenti mirati a scoprire l'errore, non sarà possibile distinguerlo da quelli corretti e neppure farlo eventualmente ritrasmettere. Senza entrare troppo nel dettaglio, per tentare di risolvere il problema, lo standard RS232 prevede la presenza (facoltativa) del *bit di parità* (posto subito prima del *bit di Stop*) il valore del quale sarà quello che rende pari o dispari il numero di bit a 1 presenti prima del bit di stop (compreso quello di parità).

INPUTS						OUTPUT			
$\overline{CLR}$	SH/$\overline{LD}$	$\overline{CKINH}$	CLK	SER	PARALLEL A . . .H	INTERNAL Q_A	Q_B	Q_H	MODO
0	X	X	X	X	X	0	0	0	Clear
1	0	0	↓	X	a . . . h	a	b	h	Shift
1	1	0	↓	1	X	1	Q_{An}	Q_{Gn}	
1	1	0	↓	0	X	0	Q_{An}	Q_{Gn}	
1	X	1	↓	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{H0}	Non Cambia
1	X	0	0,1,↑	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{H0}	

Figura 7: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS166: Tabella di Verità.

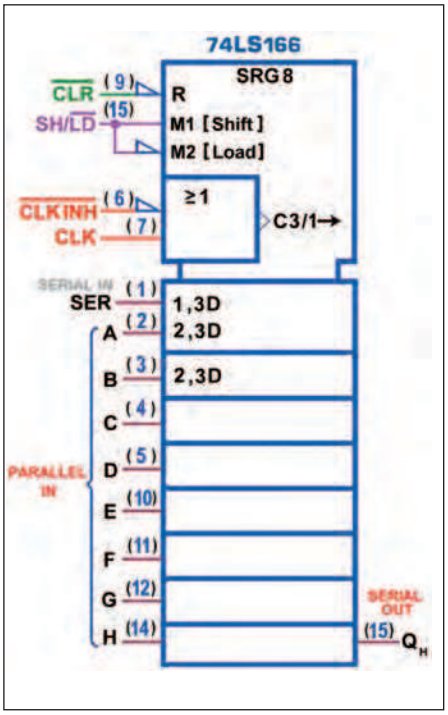


Figura 8: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS166: simbolo logico ANSI/IEEE Std. 91-1984.

Il segnale seriale asincrono viene solitamente creato e gestito da un dispositivo detto UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), la più eclatante applicazione di SIPO (in ricezione) e PISO (in trasmissione), di solito presenti nello stesso chip insieme ai sofisticati circuiti che realizzano l'interfaccia seriale con il processore dei nostri personal computer o dei microcontrollori più diffusi.

REGISTRI A SCORRIMENTO PISO (TTL): 7494, 74165, 74166, 74597, 74598, 74589, 74674

Cominciamo la nostra rassegna con il 74LS166 (un 8-Bit PISO Shift Register), l'unico che si avvale (per fornire il dato parallelo in ingresso al Registro a Scorrimento) della tecnica sincrona descritta dal modello di **figura 1**; la **figura 4** mostra il suo pinout.

Gli 8 elementi di memoria utilizzati sono di tipo Master Slave RS, ciascuno con ingressi collegati in modo da realizzare un Flip-Flop D (cioè con dato che arriva diretto ad S e negato ad R, tramite un inverter): nello schema funzionale di **figura 5**, per una migliore comprensione, essi sono già sintetizzati in forma D, e possiamo notare che tutti hanno in comune la linea di Clear (come al solito asincrona e del tutto prioritaria, chiamata ad azzerare tutte le uscite interne, se posta a massa) e un segnale di Clock ottenuto in uscita a una porta OR, alla quale perviene il Clock effettivo (attivo sul fronte salita) e una linea di controllo (Clock Inhibit, attiva bassa) in grado di abilitarne la presenza.

Come gli altri Shift Register PISO, questo componente dispone di ingressi paralleli (in questo caso 8, da A a H) e di un ingresso seriale (SER), per cui può essere concretamente ritenuto un SI-PI/SO; la modalità d'ingresso (parallelo o seriale) è supportata da una batteria di 8 multiplexer "da 2 a 1", disegnati nella classica forma AND-OR e controllati dalla linea Shift/Load.

Con SH/LD=0 il flusso seriale di dati è inibito, mentre sono invece abilitati gli 8 ingressi paralleli, forniti in modo asincrono ai rispettivi ingressi D di ciascun Flip-Flop; naturalmente non succede nulla fino a quando non viene fornito un fronte di salita sulla linea di clock (supposta a sua volta abilitata da CHKINH=0), che provvede al caricamento sincrono degli 8 bit sulle uscite interne Q, ferma restando la necessità (per garantire il buon esito delle operazioni) di assicurare la stabilità dei dati in ingresso per almeno un tempo t_S (Setup Time) prima dell'arrivo del fronte at-

tivo e per almeno il tempo t_H (Hold Time), dopo la sua comparsa.
Non appena la parola a 8 bit (byte) è stata memorizzata nel Registro, la sua presenza sugli 8 ingressi diventa irrilevante e, prima dell'arrivo del prossimo fronte attivo di Clock, è necessario commutare a 1 la linea SH/LD, abilitando il collegamento seriale tra l'uscita interna Q di ciascuno stadio e l'ingresso D dello stadio successivo; in questo modo, dopo ogni impulso di clock, viene eseguito lo spostamento del contenuto verso destra attraverso gli 8 Flip-Flops.

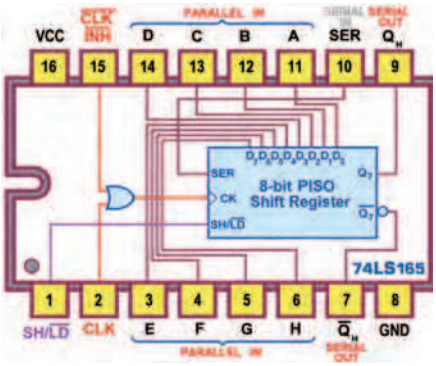


Figura 9: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS165: pin-out.

Da notare che anche l'eventuale presenza di informazione sull'ingresso seriale SER è irrilevante, se lo scopo è quello di serializzare il dato parallelo predisposto sulle Parallel Inputs: dopo 8 fronti attivi di Clock l'informazione sarà completamente transitata dall'uscita seriale (di fatto, quella dell'ultimo stadio, Q_H) e l'attuale contenuto del Registro non è significativo; lo sarà di nuovo non appena il controllo SH/LD tornerà brevemente a 0 (prima dell'arrivo del successivo impulso di Clock), per predisporre un eventuale nuovo ottetto di bit.
Quando si studia un dispositivo sequenziale (come il nostro PISO) è sempre molto saggio consultare il diagramma temporale che descrive il funzionamento; la **figura 2**, pur riferita ad un Registro a 4 bit, sembra sufficiente per ribadire l'andamento nel tempo degli eventi appena descritti: tra i segnali coinvolti manca solo quello della linea Clock Inhibit, che va intesa continuativamente a 0 logico; se CLKINH fosse tenuta a 1, per tutto il tempo in cui rimane alta non sarà possibile né lo spostamento dei bit interni né il caricamento di nuovi bit esterni, garantendo la memoria dello stato corrente del Registro.
Da notare inoltre che, per evitare transizioni indesiderate, il segnale di abilitazione Clock Inhibit deve essere portato alto solo mentre il Clock è alto: è facile verificare che (con CLK=0) un eventuale fronte di salita di CLKINH, veicolato attraverso la OR, causerà lo stesso effetto del fronte di salita del Clock, provocando uno scorrimento o un caricamento inatteso e non voluto!
La **figura 6** propone lo schema pratico e la **figura 7** mostra la Tabella di verità che sintetizza quanto detto: l'azione prioritaria di Clear (con CLR=0) azzera tutte le uscite, indipendentemente dal valore assunto dalle altre linee; quando Clear non è attivo (CLR=1), con SH/LD=0 e CHKINH=0, all'arrivo del primo fronte di salita del Clock il valore stazionario degli ingressi paralleli (indicato con a ... h) è trasferito sulle uscite interne (da Q_B a Q_H); con SH/LD=1 e CHKINH=0, dopo ogni fronte attivo di Clock, l'uscita Q_A assume il valore presente sull'ingresso SER e le uscite dei rimanenti Flip-Flops, da Q_B a Q_H, assumono il valore che avevano le uscite dello stadio precedente (rispettivamente indicate con la notazione Q_{An}, ... , Q_{Gn} a indicare lo spostamento a destra di un bit) prima dell'arrivo della recente transizione di Clock.
Le ultime due righe della tabella ribadiscono lo stato d'attesa del componente (con clock inibito o con clock non attivo), durante il quale tutte le uscite, da Q_A a Q_H, mantengono il valore assunto dopo l'arrivo dell'ultima transizione di Clock, indicato rispettivamente con la notazione da Q_{A0} a Q_{H0}.
La **figura 8** propone infine il simbolo lo-

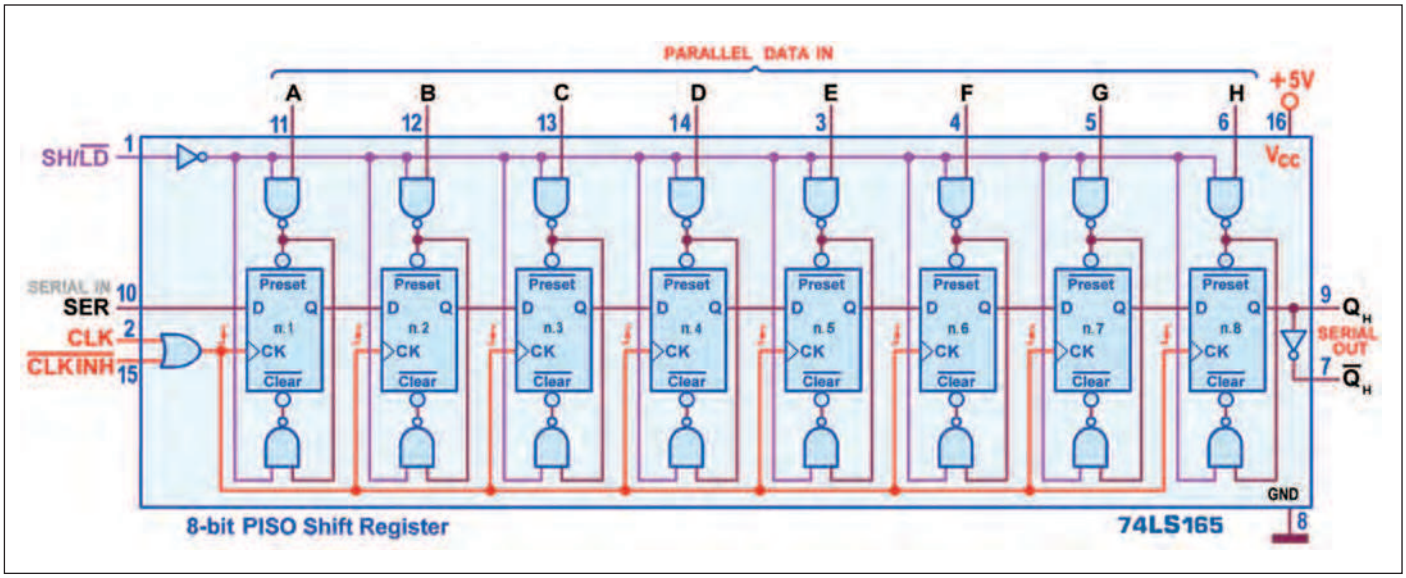


Figura 10: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS165: schema funzionale.

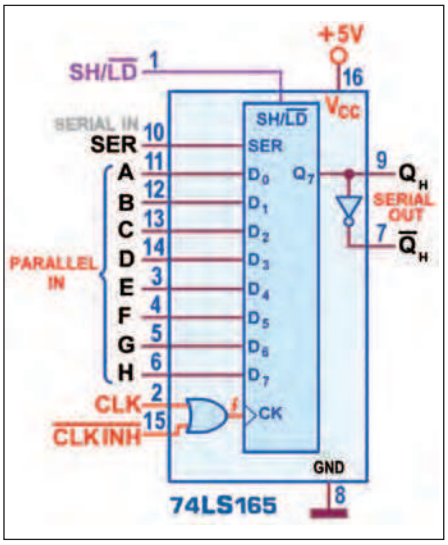


Figura 11: 8-Bit Shift Register PISO, 74LS165: schema pratico.

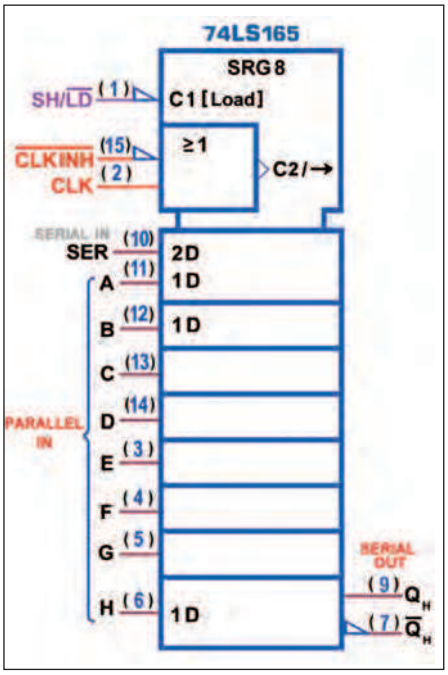


Figura 12: 8-Bit hift Register PISO, 74LS165: simbolo logico ANSI/IEEE Std. 91-1984.

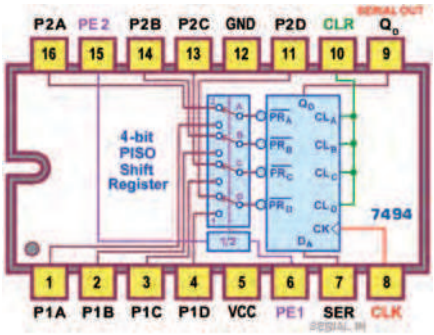


Figura 13: Dual-Source 4-Bit PISO Shift Register PISO, 7494: pin-out.

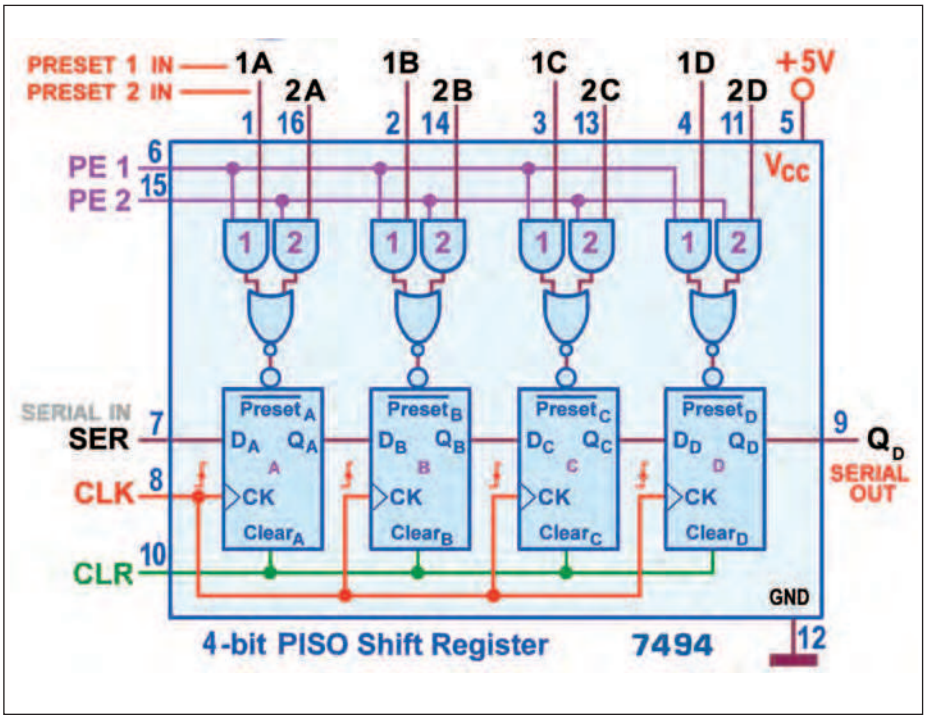


Figura 14: Dual-Source 4-Bit PISO Shift Register PISO, 7494: schema funzionale.

gico previsto dallo standard IEEE: a) la dicitura SRG8 è la tipica qualifica di un Registro a Scorrimento a 8 bit; b) nella parte alta del simbolo, destinata al controllo, c'è un riquadro con la notazione >= (sinonimo di porta OR), al quale concorrono i segnali esterni CLK e CLKINH; il triangolo in uscita indica che si tratta di un Clock e la struttura dell'etichetta indica che ha due funzioni: il numero 3 dell'etichetta C3 sta ad indicare che esso esercita uno spostamento parallelo sincrono su qualsiasi cosa (nella parte bassa del simbolo) con prefisso 3, cioè i dati 3D; la seconda funzione (rappresentata dal segno 1 seguito da una "freccia a destra") indica lo spostamento da sinistra a destra dei dati all'interno del registro di scorrimento ed è correlato all'1 del modo M1; la barra "/" è un separatore tra le due funzioni; c) nella parte inferiore sono raccolti gli 8 stadi del componente, con le indicazioni sul modo con cui sono influenzati dai segnali della parte alta; il blocco del primo stadio è più ampio degli altri, per ospitare sia l'ingresso seriale SER (la cui etichetta 1,3D implica che è controllato da M1 [Shift] e dal Clock C3) sia quello parallelo A (per il quale 2,3D implica il controllo di M2 [Load] e di C3). La potenza massima dissipata dal 74LS166 è di 120 mW; la corrente massima I_{OL} assorbita in uscita è nella norma (8 mA); i ritardi di propagazione massimi (con carico di 15pF/2000ohm) sono di circa 13 ns per entrambe le transizioni, t_{PLH} e t_{PHL}; il Setup Time minimo vale t_S=7 ns e l'Hold Time minimo vale t_H=3 ns. La frequenza massima di lavoro è di 45 Mhz.

Il 74LS165 è sempre un 8-Bit PISO Shift Register, ma per fornire il dato parallelo in ingresso utilizza invece la tecnica asincrona, come quasi tutti i Registri a Scorrimento di questa categoria; la **figura 9** mostra il suo pinout.

Come il componente precedente utilizza 8 Flip-Flip Master Slave RS, adattando ciascuno di essi in modo da fornire il dato seriale in forma diretta ad S e (tramite un inverter) in forma negata ad R, così da utilizzarlo come un Flip-Flop D, gli ingressi paralleli invece non sono forniti alle linee di dato R e S dei Flip-Flops, ma sfruttano in modo astuto le linee di Preset e di Clear, entrambe attive basse e, al solito, del tutto prioritarie su ogni altro ingresso. Lo schema funzionale di **figura 10** aiuta a capire ogni dettaglio: la linea Shift/Load

agisce ora da controllo di gating, aprendo o chiudendo una coppia di porte NAND, una per ciascun ingresso asincrono dell'elemento di memoria; con SH/LD=0 entrambe le porte sono aperte (essendo assicurato l'1 necessario, per l'azione invertente dell'operatore NOT) e, in queste condizioni, il valore logico del bit del Parallel Input collegato alle due NAND viene applicato in forma diretta al Preset e in forma negata al Clear.

Per esempio, con riferimento al primo stadio, se A=1 avremo Preset=0 (attivo) e Clear=1 (disattivo) e l'uscita Q_A passerà quindi immediatamente a 1; mentre con A=0 avremo la predisposizione opposta e l'uscita Q_A sarà azzerata; è importante notare che con questo sistema asincrono il Registro sarà caricato in parallelo senza alcun intervento del Clock, inibendo al tempo stesso qualsivoglia flusso seriale, finché SH/LD=0 è tenuto a 0.

Se invece SH/LD=1 il livello 0 (imposto dall'inverter) tiene chiuse entrambe le NAND, forzando a 1 le rispettive uscite: questo fatto disabilita l'azione sia di Preset che di Clear, rendendo impraticabile il caricamento parallelo dei dati e dando via libera all'eventuale azione del Clock; questo segnale (fornito contemporaneamente a tutti gli stadi) è ottenuto in uscita ad una porta OR, chiamata a governare il transito del Clock effettivo con l'aiuto della linea di abilitazione Clock Inhibit, attiva bassa.

Dunque, con SH/LD=1 e CHKINH=0, ogni fronte di salita di clock provocherà lo spostamento verso destra del contenuto del Registro, attraverso gli 8 Flip-Flops: il valore presente sull'ingresso seriale esterno (SER) sarà trasferito sull'uscita del primo stadio e le uscite dei rimanenti assumeranno il valore che avevano le uscite dello stadio precedente prima dell'arrivo dell'impulso di Clock. Anche per questo componente bisogna

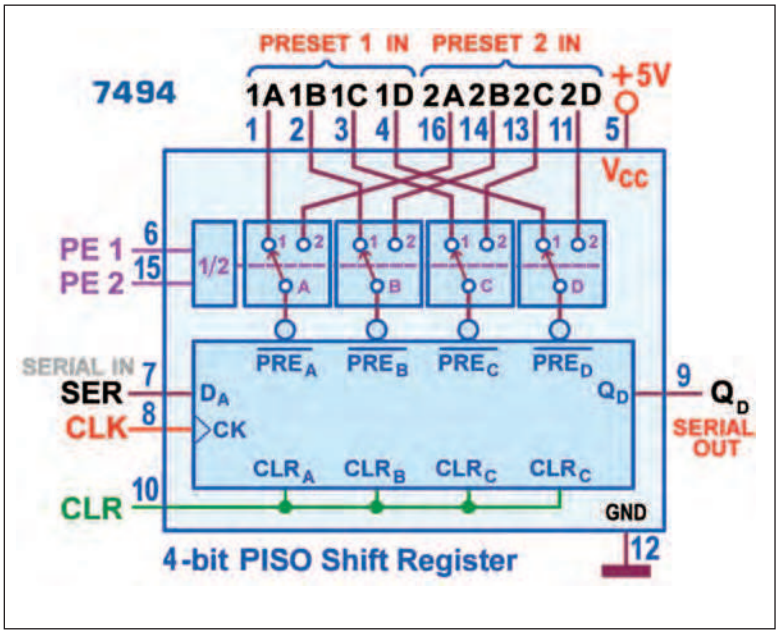


Figura 15: Dual-Source 4-Bit PISO Shift Register PISO, 7494: schema pratico.

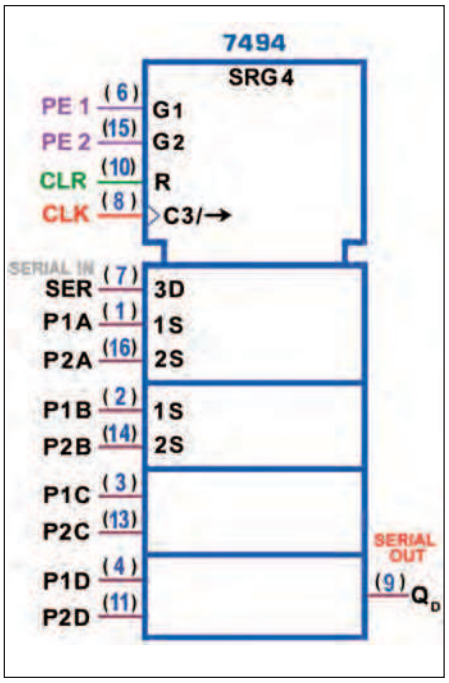


Figura 16: Dual-Source 4-Bit PISO Shift Register PISO, 7494: simbolo logico ANSI/IEEE Std. 91-1984.

evitare di disabilitare il Clock (portando CLKINH a 1) se esso si trova a livello basso: con CLK=0, infatti, il passaggio da 0 a 1 di CHKINH (attraverso la OR) avrebbe lo stesso effetto di un fronte di salita di Clock, provocando uno scorrimento indesiderato del contenuto del Registro! La **figura 11** propone lo schema pratico, utile nella stesura dei circuiti, e la **figura 12** offre il simbolo logico previsto dallo standard IEEE; la parte alta del simbolo evidenzia la presenza di due controlli: il primo (C1[Load]) influenza l'ingresso parallelo 1D dei dati, da A ad H, come indica la presenza dell'1 in entrambe le etichette; il secondo (C2/freccia a destra) è un segnale di Clock ottenuto con la funzione OR di LKINH e CLK ed è correlato all'ingresso seriale 2D (esternamente SER), come indicato dal 2 presente in entrambe le etichette.

La potenza massima dissipata è di 180 mW; i ritardi di propagazione massimi (con carico di 15pF/2000ohm) sono mediamente di 40 ns (Load verso le uscite) e di 45 ns (Clock verso le uscite); il Setup Time t_S minimo vale 10 ns (Parallel Data), 20 ns (Serial Data), 30 ns (Abilitazione del Clock) e 45 ns (Shift), mentre l'Hold Time è trascurabile. La frequenza massima di lavoro è di 20 Mhz.

Il 7494 (definito Dual-Source 4-Bit PISO Shift Register) è un altro Registro a Scorrimento che utilizza la tecnica asincrona per fornire il dato parallelo in ingresso, ma in modo del tutto originale; la **figura 13** mostra il suo pinout: la presenza dei contatti di alimentazione sul pin 5 (V_{CC}) e sul pin 12 (GND) tradisce la sua "anzianità di servizio" e la sua natura TTL standard, evidente anche dalla sigla.

Come i precedenti impiega Flip-Flip di tipo Master Slave RS, con ingressi S e R collegati tra loro con un inverter per poter essere utilizzati come Flip-Flop D: la **figura 14** mostra lo schema funzionale

equivalente, dal quale risulta evidente la possibilità di predisporre due parole a 4 bit (una alternativa all'altra) con le quali caricare *in parallelo* i 4 stadi dello Shift Register. Vediamo subito che non si tratta di linee d'ingresso parallelo, almeno nella forma vista finora, anche se sostanzialmente e logicamente assolvono esattamente allo stesso compito; la tecnica per caricare le uscite interne di ciascuno stadio è ora un po' più elaborata: per prima cosa è necessario azzerarle tutte applicando un 1 sulla linea di Clear (inconsuetamente attiva alta); subito dopo aver riportato a 0 questa linea è possibile forzare a 1 le uscite dei soli stadi sui quali si desidera questo valore (lasciando a 0 le rimanenti); questo risultato si ottiene selezionando una delle 2 parole, con l'aiuto di un multiplexer a 4 vie, 2 posizioni (riconducibile ad un Quadruple 2-Line to 1-Line MUX 74LS157) e delle linee di Preset Enable, PE1 o PE2, solo una delle quali dovrà essere forzata a 1 logico.

Da notare che il valore logico predisposto nelle 2 parole a 4 bit è coerente con quello che verrà posto sulle uscite interne dei rispettivi Flip-Flops: l'inversione logica imposta dalla NOR rimette infatti le cose a posto; prendendo ad esempio la linea 1A (il bit più significativo della parola Preset 1 In), se essa vale 0 impone un 1 sull'ingresso asincrono $Preset_A$, lasciandolo disattivo e lasciando dunque invariata (a 0) anche l'uscita Q_A; se invece vale 1, lo 0 generato dalla NOR attiva $Preset_A$, mettendo di conseguenza a 1 l'uscita Q_A. Se entrambe le linee PE1 e PE2 sono a 0 le rispettive AND sono chiuse (inibendo il passaggio delle possibili parole parallele) e la NOR che le coordina terrà a 1 tutti gli ingressi di Preset interni; in queste condizioni (essendo da tempo inattiva anche la linea di Clear, CLR=0) la fase di predisposizione delle uscite interne (come al solito del tutto asincrona, cioè indipendente dal Clock e da ogni altro ingresso) è da ritenersi ultimata; da questo momento ogni fronte di salita di Clock provocherà lo spostamento verso destra del contenuto del Registro, attraverso i 4 stadi, a cominciare dal valore presente sull'ingresso seriale esterno (SER, trasferito sull'uscita del primo stadio) e da quelli presenti sulle uscite interne prima dell'arrivo dell'impulso (trasferiti in uscita agli stadi successivi). La **figura 15** propone lo schema pratico, utile nella stesura dei circuiti, e la **figura 16** offre il simbolo logico previsto dallo standard IEEE.

La potenza massima dissipata è di 290 mW; i ritardi di propagazione massimi (con carico di 15pF/2000ohm) sono mediamente di 35 ns (Preset verso le uscite) e di 40 ns (Clock e Clear verso le uscite); il Setup Time t_S minimo vale 35 ns e l'Hold Time è trascurabile. La frequenza massima di lavoro è di 10 Mhz.

La serie TTL prevede anche un Registro a Scorrimento a 16 bit: si tratta del 74LS674 (un 16-Bit PISO Shift Register); la necessità di ospitare un così grande numero di dati richiede un chip di dimensione maggiore del solito (vedi **figura 17**).

Questo componente ha la stessa struttura logica del 74LS673 (un 16-Bit SIPO/SO Shift Register, descritto la scorsa puntata) con il quale può far coppia nelle applicazioni di ricetrasmissione dati in cui si rende necessaria la conversione parallelo-serie e viceversa; in par-

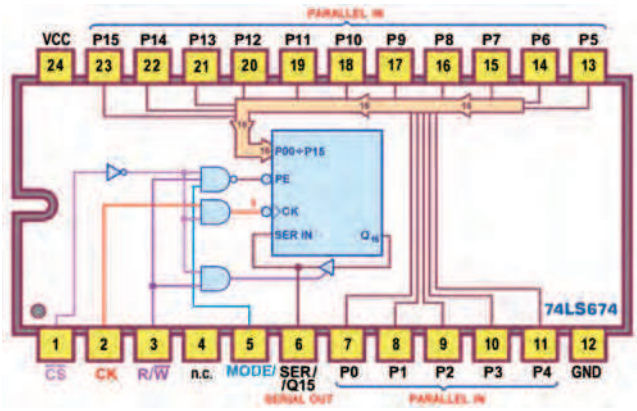


Figura 17: 16-Bit Shift Register PISO, 74LS674: pin-out.

CODICE MIP 2815382

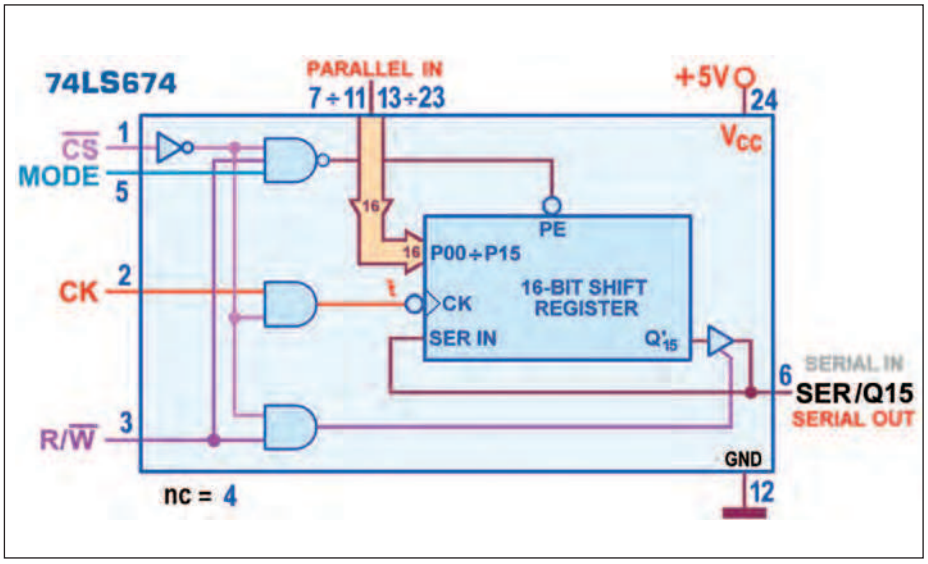


Figura 18: 16-Bit Shift Register PISO, 74LS674: schema funzionale.

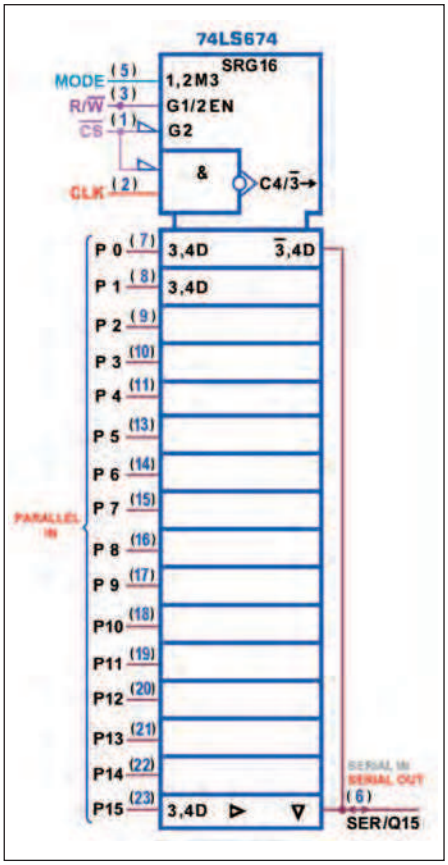


Figura 20: 16-Bit Shift Register PISO, 74LS674: simbolo logico ANSI/IEEE Std.91-1984.

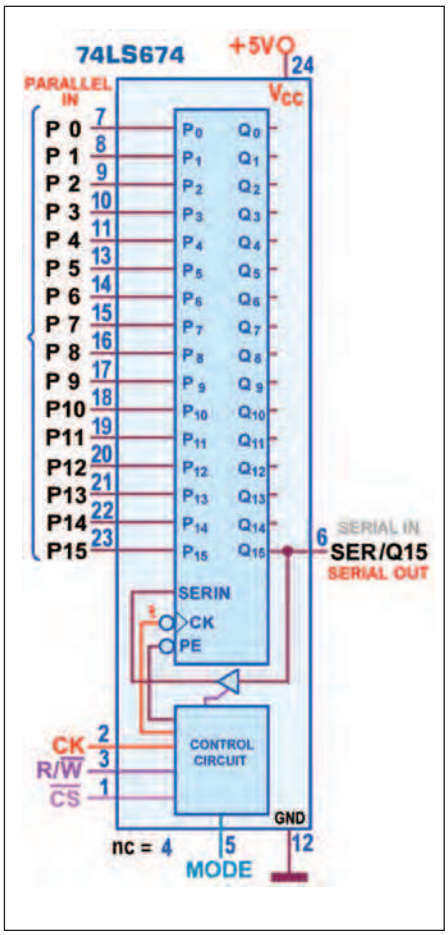


Figura 19: 16-Bit Shift Register PISO, 74LS674: schema pratico.

ticolare dispone di una porta bidirezionale di input/output di tipo 3-state attraverso la quale è possibile scrivere (immettere) dati (Serial Input, SER) seriali o leggere (estrarre) la stringa serializzata dal Registro di Scorrimento (Serial Output, Q_{15}), consentendo in questo caso anche il ricircolo dei dati, facendoli rientrare nello stesso tempo in cui sono prelevati. Lo schema funzionale di **figura 18** ci aiuta a capire meglio i dettagli: tutte le sue funzioni vitali sono subordinate dalla presenza attiva (bassa) di un CS (Chip Select): un livello logico alto su di esso disabilita la linea di Clock e forza comunque la linea SER/Q15 in alta impedenza, rendendo di fatto inaccessibile il componente sia in scrittura sia in lettura. Va sottolineato ancora una volta che bisogna comunque evitare di disabilitare il CS (portandolo da basso ad alto) se il Clock è alto, perche questa transizione (invertita dalla porta NOT, e passando attraverso la AND, tenuta aperta da CK=1) avrebbe lo stesso effetto di un fronte di discesa di Clock, provocando azioni indesiderate sul contenuto del Registro. Supposta dunque la presenza attiva del Chip Select (CS =0) il controllo è ora affidato alle linee MODE e R/W; con R/W=0 il valore di MODE è irrilevante ed essendo di fatto scollegata l'uscita Q_{15} (forzata in alta impedenza) viene abilitata la scrittura seriale (immissione di dati via SER) e lo scorrimento verso destra attraverso gli stati, dopo ogni fronte attivo (di discesa) del Clock; con R/W=1, in condizioni normali (MODE=0), viene abilitata la lettura della stringa seriale in uscita dal suo ultimo stadio e, in presenza di Clock, il rientro del valore corrente nel suo primo stadio (con scorrimento verso destra del contenuto del Registro).

Quando il dispositivo è predisposto in lettura può essere attivato anche il caricamento sincrono di dati in parallelo, forzando alto il segnale MODE: in questo modo (MODE=1, R/W=1) la porta NAND è aperta e attiva il segnale interno PE (Parallel Enable, PE=0), consentendo ai bit presenti sulle linee da P0 a P15 di essere applicati (dopo un impulso di Clock) direttamente sugli ingressi interni dei ri-

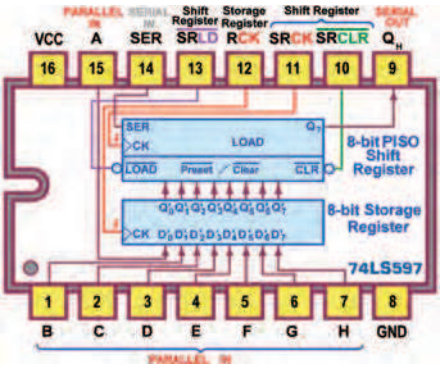


Figura 21: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS597: pin-out.

spettivi stadi e inibendo al tempo stesso lo spostamento seriale dei dati. La **figura 19** propone lo schema pratico e la **figura 20** mostra il simbolo logico previsto dallo standard IEEE (piuttosto ingombrante, per la presenza dei numerosi segnali coinvolti). La potenza massima dissipata è di 200 mW; la corrente massima I_{OL} assorbita in uscita (Serial Output Q_{15}) è di 24 mA; i ritardi di propagazione massimi (con carico di 15pF/2000ohm) tra i vari segnali di controllo e l'uscita seriale SER/Q_{15} vanno da 40 a 45 ns (per entrambe le transizioni); il valore minimo di Setup Time vale t_S=35 ns (per i controlli MODE CS e R/W) e 20 ns (per ingressi SER/Q_{15} e P_{00}-P_{15}), mentre quello di Hold Time è trascurabile. La frequenza massima di lavoro è di 20 MMhz. La serie TTL prevede anche due componenti contenenti un Registro a Scorrimento (Shift Register) a 8 bit di tipo PISO con gli ingressi collegati internamente alle uscite di un Registro Parallelo (Storage Register) della stessa capacità; nella precedente puntata abbiamo trattato alcuni componenti SIPO (pure dotati di due registri) in grado di operare in modo complementare a quelli che stiamo descrivendo e ideali per realizzare progetti di conversione dati da parallelo a serie e viceversa; la presenza dello Storage Register permette infatti di memorizzare stabilmente l'informazione mentre i rispettivi Shift Register stanno operando lo spostamento dei bit in essi contenuti, predisponendo per tempo i Parallel Data Input (prima di copiarli, all'inizio di ogni serializzazione) o conservando i Parallel Data Output (al termine di ogni parallelizzazione). La **figura 21** mostra il pinout del 74LS597 (un 8-Bit PISO Shift Register with Input Latches), ideale per far coppia con il 74LS594 (un 8-Bit SIPO con Output Latches).

Lo schema funzionale di **figura 22** mette in evidenza ogni dettaglio; notiamo la presenza della linea di Reset SRCLR (Shift Register Clear), attiva bassa: nel normale funzionamento è tenuta costantemente alta, forzandola brevemente a 0 (di solito qualche millisecondo) solo all'accensione del circuito, per predisporre a 0 tutte le uscite del Registro a Scorrimento; l'operazione (prioritaria e prevalente su ogni altro ingresso) non è strettamente necessaria perché il successivo caricamento del dato parallelo modificherà comunque con il suo valore le stesse uscite (sempre in modo asincrono). Fornendo un fronte di salita sulla linea RCK (Storage Register Clock) il valore corrente degli ingressi da A a H (Parallel Data Input) sarà trasferito sulle

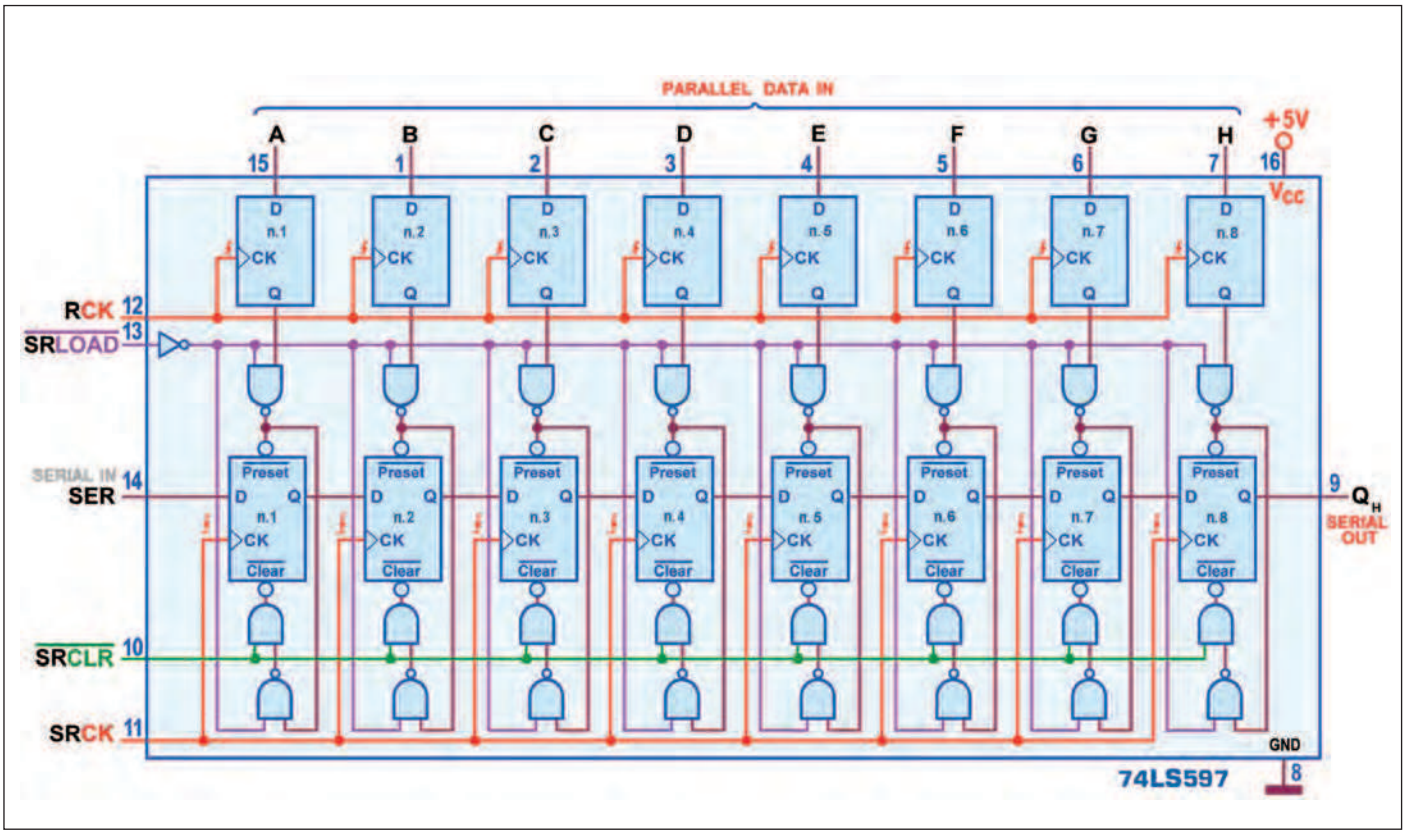


Figura 22: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS597: schema funzionale.

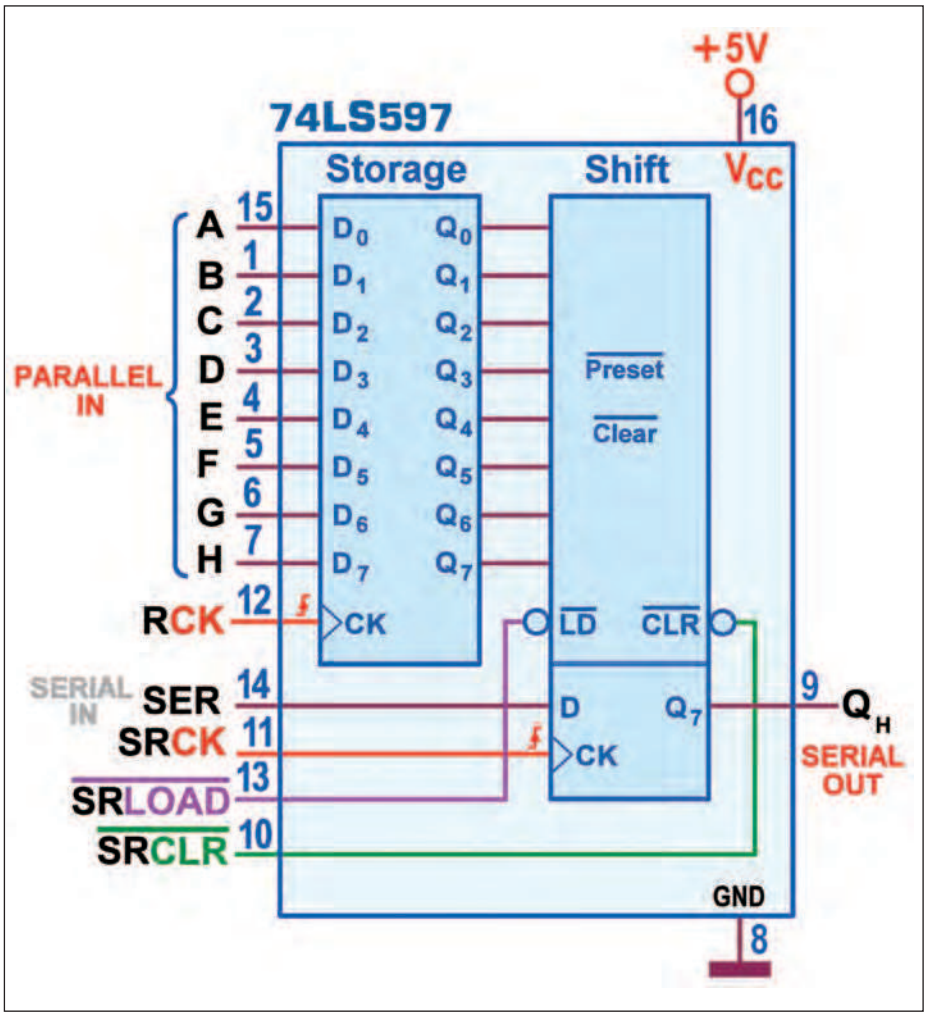


Figura 23: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS597: schema pratico.

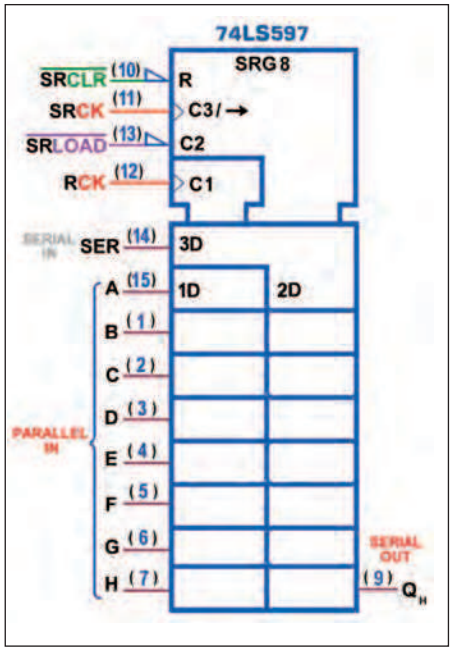


Figura 24: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS597: simbolo logico ANSI/IEEE Std. 91-1984.

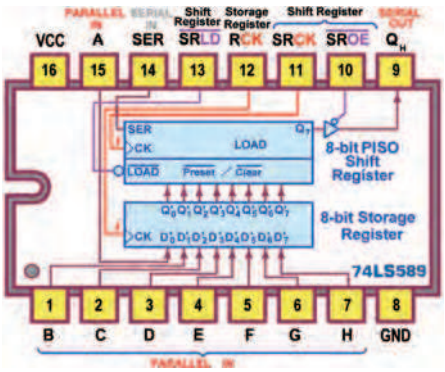


Figura 25: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS589: pin-out.

uscite del Registro di Memoria (in alto, in figura): non appena la linea SRLOAD (attiva bassa) verrà brevemente portata a 0 gli 8 bit appena predisposti saranno trasferiti sugli ingressi asincroni di Preset (in forma diretta) e di Clear (in forma negata) degli stadi del Registro a Scorrimento (in basso, in figura), forzando il loro valore anche sulle rispettive uscite. Fino a quando SRLOAD=0 la forza asincrona di questo segnale rende inutile ogni possibile scorrimento dei dati; in condizioni normali esso dovrà essere lasciato a 1, abilitando l'azione della linea SRCK (Shift Register Clock) così che i dati potranno essere spostati di una posizione a destra, all'interno del Registro, dopo ogni fronte di salita; dopo l'arrivo dell'ottavo impulso di SRCK lo Shift avrà completato la serializzazione degli 8 bit, attraverso l'uscita (Serial Output) del suo ultimo stadio, Q_H. Da notare che la disponibilità di linee di Clock separate per le due memorie a 8 bit consente la presenza contemporanea dei loro fronti attivi: (con SRLOAD=1 e SRCLR=1) il primo (RCK) caricherà i dati paralleli nei Flip-Flop dello Storage Register e il secondo (SRCK) spingerà a destra i bit dello Shift Register.

La **figura 23** propone lo schema pratico, al solito compatto e più adatto nel progetto digitale. In **figura 24** vediamo infine il simbolo logico previsto dallo standard IEEE; in questo caso il simbolo è diviso in due sezioni, sia nella parte alta (di controllo) sia in quella bassa (controllata): l'etichetta C1 sta ad indicare che il Clock (a essa associato) influenza i segnali della parte bassa a sinistra (caratterizzati dal prefisso 1), cioè i dati 1D in ingresso allo Storage Register, per i quali non è previsto (ovviamente) alcuno scorrimento; l'etichetta C3 seguita dal segno "/" e da

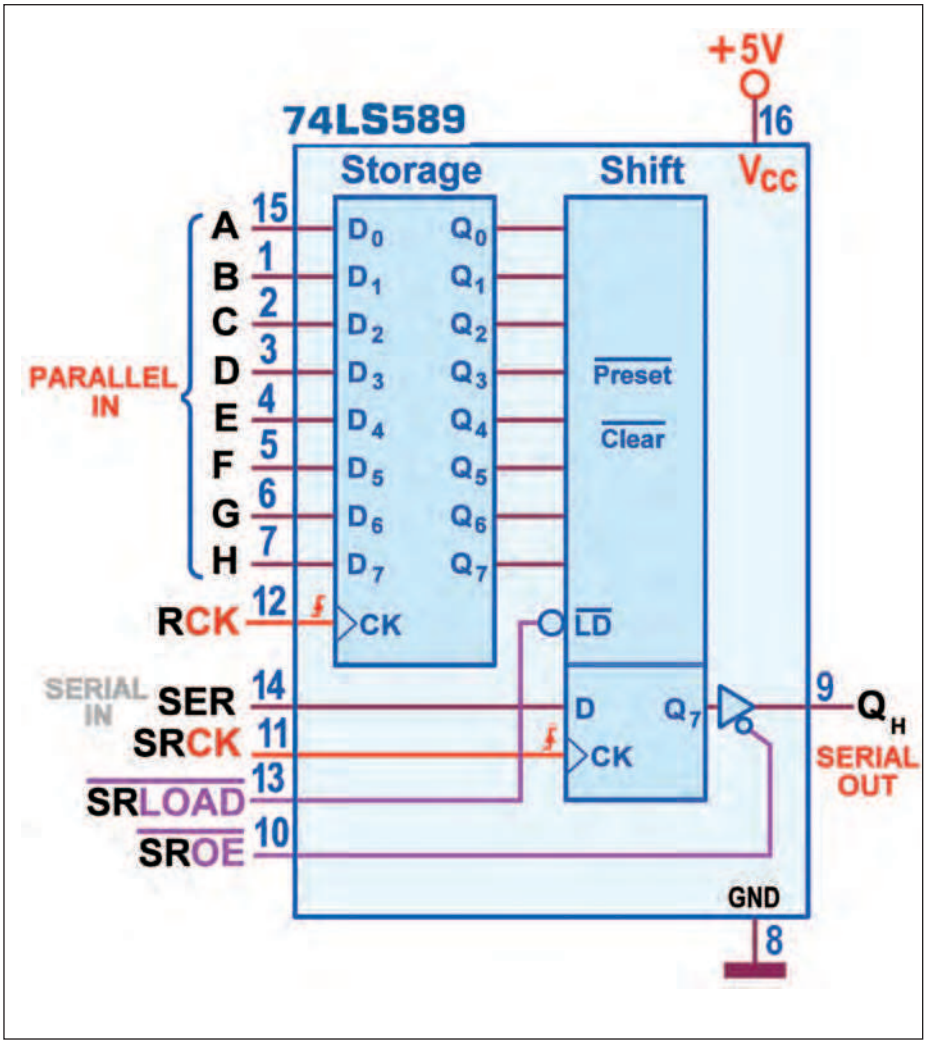


Figura 26: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS589: schema pratico.

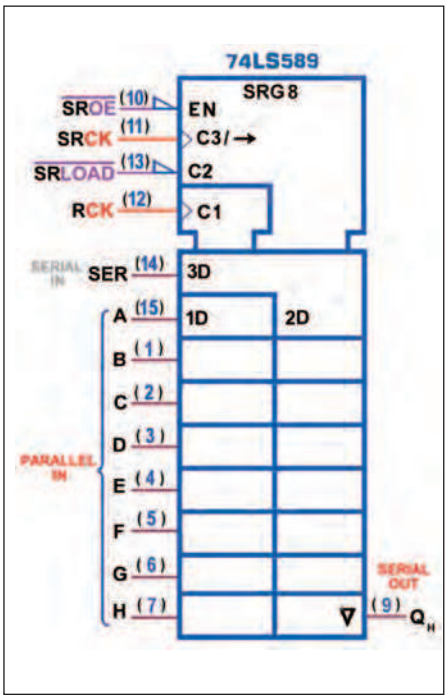


Figura 27: 8-Bit Shift Register PISO with Input Latches, 74LS589: simbolo logico ANSI/IEEE Std. 91-1984.

una "freccia a destra" sta a indicare che il relativo Clock influenza ora i segnali della parte bassa a destra (a cominciare da quello associato all'etichetta con prefisso 3, cioè SER, 3D) in ingresso allo Shift Register a 8 bit (come sottolinea la dicitura SRG8), provocandone lo spostamento da sinistra a destra; l'etichetta C2 indica che il Load agisce sui segnali (con prefisso 2) sempre in basso a destra, cioè sui dati 2D, sui quali agisce coerentemente la linea di Clear R.

La potenza massima dissipata dal 74LS597 è di 265 mW; la corrente massima I_{OL} assorbita in uscita dalla Serial Output Q_H è di 16 mA; i ritardi di propagazione massimi (t_{PLH}/t_{PHL}, con carico di 30pF/1000ohm, tutti riferiti all'uscita seriale) sono di 23/30 ns (a partire da SRCK), di 60/48 ns (a partire da RCK) e di 57/44 ns (partire da SRLOAD); il valore minimo di Setup Time vale t_S=30 ns, mentre quello di Hold Time è trascurabile. La frequenza massima di scorrimento è di 35 Mhz. Il 74LS589 è quasi identico al 74LS597: da esso differisce solo per la possibilità di controllare in modo 3-state l'uscita seriale Q_H; la **figura 25** mostra il pinout. Lo schema pratico **di figura 26** riassume sinteticamente le caratteristiche del componente; si nota il buffer 3-state sull'uscita Q_H e la presenza di una linea di Out Enable (SROE, attiva bassa): con SROE=1 l'uscita seriale è forzata in alta impedenza per cui, in condizioni normali, essa va messa a massa; per poterne disporre viene sacrificata la possibilità di azzerare il Registro a Scorrimento, sostituendo il segnale di SRCLR sul pin 10. Il simbolo logico previsto dallo standard IEEE **(figura 27)** è praticamente quello proposto per il 74LS597, fatti salvi i due dettagli legati al controllo del terzo stato dell'uscita: nella parte di controllo (in alto) l'etichetta EN prende il posto di quella R (per motivare la presenza di una abilitazione SROE dell'uscita, invece della possibilità di azzerarla, SRCLR), riferita comunque ai segnali della parte controllata relativi allo Shift Register, l'ultima casella del quale (in basso a destra) mostra il "triangolo con punta verso il basso" tipicamente usato per indicare che l'uscita è di tipo 3-state.

Le caratteristiche elettriche e dinamiche dei due ultimi componenti sono uguali per entrambi. La categoria degli Shift Register di tipo PISO prevede ancora un importante componente TTL (il 74LS598, simile al 74LS597 ma con in più una porta 3-state bidirezionale a 8 bit, dalla quale è possibile caricare, *Parallel Input*, lo Storage Register oppure leggere, *Parallel Output*, le uscite correnti dello Shift Register, trasformandone di fatto la tipologia in SI-PI/SO-PO) e due componenti CMOS (il 4014, con ingressi paralleli di tipo sincrono, e il 4021 con ingressi paralleli di tipo asincrono). Di questi e di altro parleremo la prossima puntata. ❑

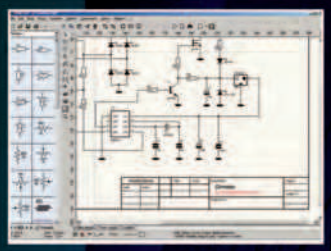
CODICE MIP 2805145

Progettazione elettronica
facile per tutti!

sPlan 7.0

Programma per disegnare gli schemi elettrici.

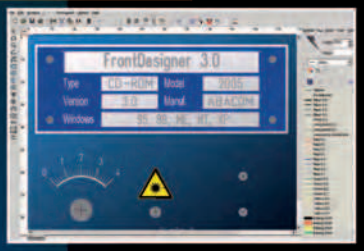
Solo € 47,88



Front Designer

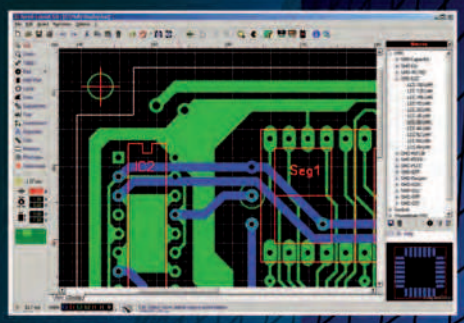
Programma per disegnare i pannelli frontali

Solo € 47,88



Sprint-Layout 5.0

Con Sprint-Layout è possibile disegnare il proprio PCB in modo facile e veloce.



Solo € 47,88

ProfiLab-Expert 4.0

Il software ProfiLab-Expert permette di sviluppare i propri progetti di misurazione digitale o analogica.

Solo € 119,88

Prezzi IVA inclusa

AudioWave 2.0

Con AudioWave 2.0 la propria scheda audio diventa un confortevole generatore di segnale LF che genera segnali da 1Hz a 20 kHz con una risoluzione di 1Hz.

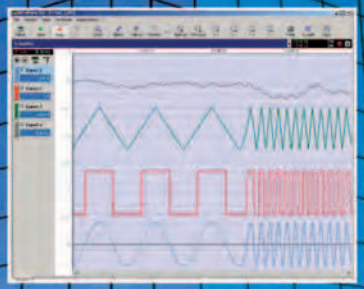
Solo € 35,88

LochMaster 3.0

LochMaster 3.0 è uno strumento di sviluppo per la progettazione di boards. Possiede utili funzionalità per disegnare, documentare e testare una board.

Solo € 47,88

Real View 3.0



RealView è un'applicazione di misurazione che registra e traccia i valori acquisiti da dispositivi hardware analogici in tempo reale. Diverse curve possono essere tracciate in un singolo diagramma.

Solo € 47,88

PUOI ORDINARE I SOFTWARE ABACOM SUL SITO www.ieshop.it/abacom
oppure telefonando allo 02 66504755

CODICE MIP 2815386

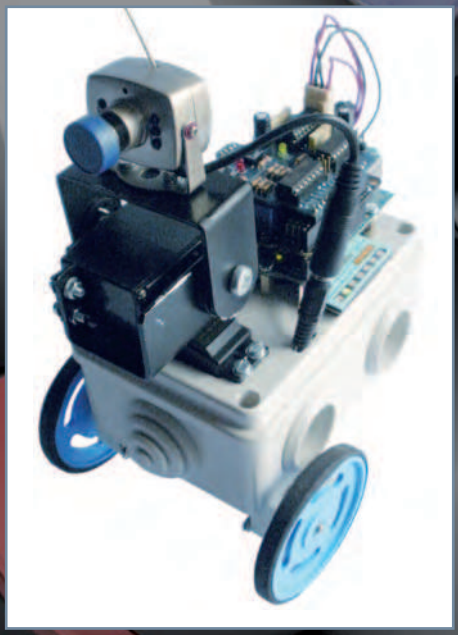
ROBOTZone

102 ArduinoBOT (parte seconda)

DESCRIZIONE DELLE SCHEDE UTILIZZATE

INel precedente articolo è stato presentato il progetto del robot ArduinoBOT; passeremo ora ad analizzare le principali schede che ne compongono la parte elettronica.

di Adriano Gandolfo



ArduinoBOT *(parte seconda)*

DESCRIZIONE *delle schede* utilizzate

Nel precedente articolo è stato presentato il progetto del robot ArduinoBOT; passeremo ora ad analizzare le principali schede che ne compongono la parte elettronica

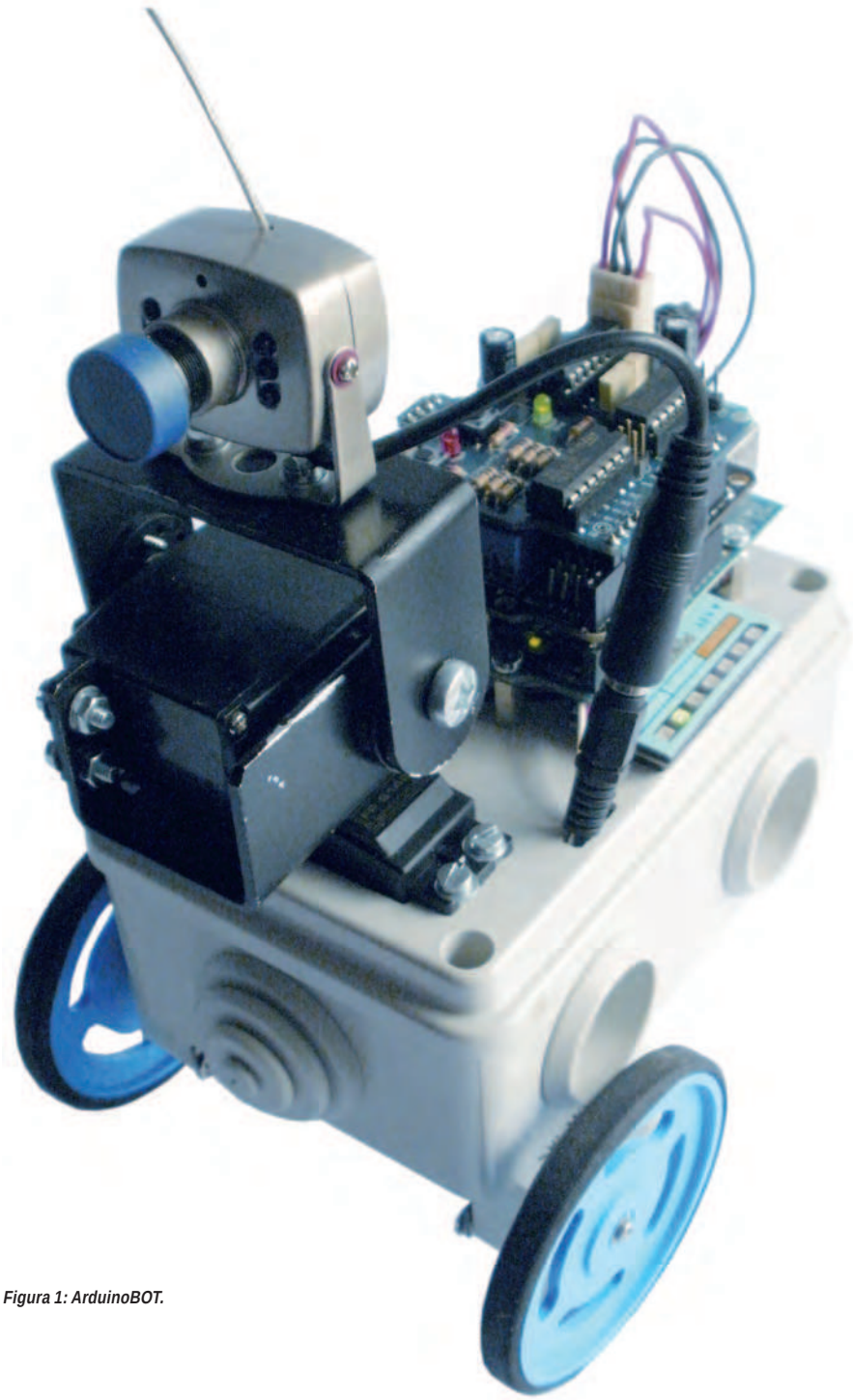


Figura 1: ArduinoBOT.

La scorsa puntata abbiamo visto sommariamente le varie parti che formano ArduinoBOT **(figura 1)**. Analizzeremo ora le principali schede elettroniche utilizzate **(figura 2)**: scheda controllo, scheda espansione e la scheda controllo motori.

SCHEDA DI CONTROLLO DEL ROBOT

La scheda di controllo del robot è una Arduino 2009 ma la descrizione che seguirà è riferita alla scheda Arduino UNO **(figura 3)** che è l'evoluzione della Duemilanove ed è completamente compatibile. I primi esemplari della scheda furono prodotti nel settembre 2010. Essa si differenzia dalla versione 2009 per la presenza di uno speciale convertitore USB/seriale che è implementato da un microcontrollore ATmega8U2 in cui è integrato un transceiver USB liberamente programmabile.
In questo modo, a differenza del chip della FDTI, per il quale era necessario installare appositi driver, con l'utilizzo dell'integrato ATmega8U2 ciò non è più necessario, poiché sono usati i driver comuni della periferica USB già disponibili con il sistema operativo.
Tuttavia, con sistemi operativi Windows, per la corretta creazione di una porta COM virtuale è necessario installare un driver aggiuntivo.
Arduino Uno ha anche ricevuto la certificazione FCC sulle emissioni elettromagnetiche; inoltre è conforme alle normative RoHS.

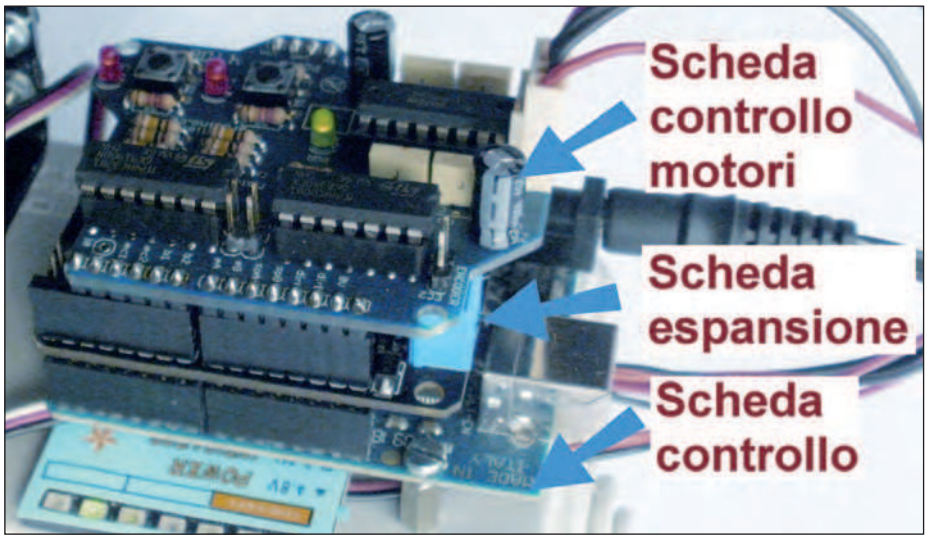


Figura 2: schede principali del robot.

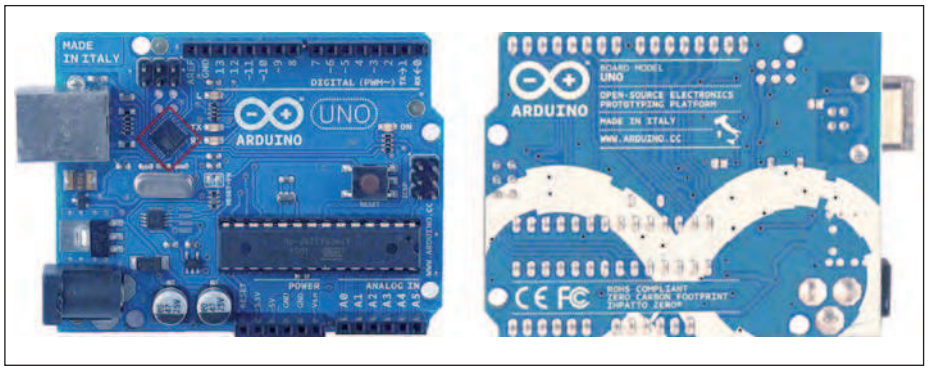


Figura 3: scheda Arduino UNO.

ALIMENTAZIONE

La scheda Arduino Uno può essere alimentata attraverso la connessione USB oppure con un alimentatore esterno. Lo schema della sezione di alimentazione è riportato in **figura 5**.
La fonte di alimentazione è selezionata automaticamente attraverso il circuito formato da uno dei due amplificatori operazionali contenuti nell'integrato U1 LM358D e dal Mosfet T1 a canale P tipo FDN304.
L'amplificatore operazionale controlla la tensione in ingresso (Vin) tramite il partitore formato da R1A e R1B.
Queste resistenze essendo di valore uguale fanno in modo che sull'ingresso non invertente di U1 (pin 3) sia presente una tensione pari alla metà di Vin e, nel caso questa superi il valore 6,6 V, commuta la fonte di alimentazione dalla presa USB al connettore di alimentazione esterna.
La porta USB è protetta da cortocircuiti accidentali tramite il fusibile F1 e comunque da essa non sono prelevati più dei 500 mA massimi ammessi.
La scheda può funzionare con un alimentatore esterno AC-DC connesso alla presa jack presente sulla scheda collegando il positivo alla presa centrale da 2,1 mm. La tensione fornita non deve essere inferiore a 7 V, in quanto livelli inferiori non permettono di garantire i +5 V con conseguente instabilità di funzionamento. Se si utilizzano più di 12 V, il regolatore di tensione potrebbe surriscaldarsi e danneggiare la scheda. Per questo la gamma di tensioni raccomandata è compresa tra i 7 e i 12 volt. La scheda può essere alimentata mediante una batteria da 9 V utilizzando direttamente i cavi inseriti nei pin del connettore POWER (GND e Vin).
La tensione +5 V è regolata dall'integrato IC2 tipo MC33269ST-5.0 in grado di garantire una tensione in uscita +5 V con una tensione di drop-out di circa 1,3 V con 800 mA di corrente d'uscita.
A differenza della scheda Arduino 2009, la UNO ha un suo regolatore in grado di fornire la tensione di 3,3 V, il regolatore di tipo fisso utilizzato è l'integrato IC2 tipo LP2985-33DBVR **(figura 6)**, in grado di garantire una tensione in uscita +3,3 V con una tensione di drop-out molto bassa e una corrente d'uscita di 150 mA.
Nel circuito è presente il diodo D1, tipo D7 con funzione di protezione dall'inversione di alimentazione, il diodo garantisce il passaggio di una corrente di 1 A.
Tutte le tensioni sono disponibili sui pin del

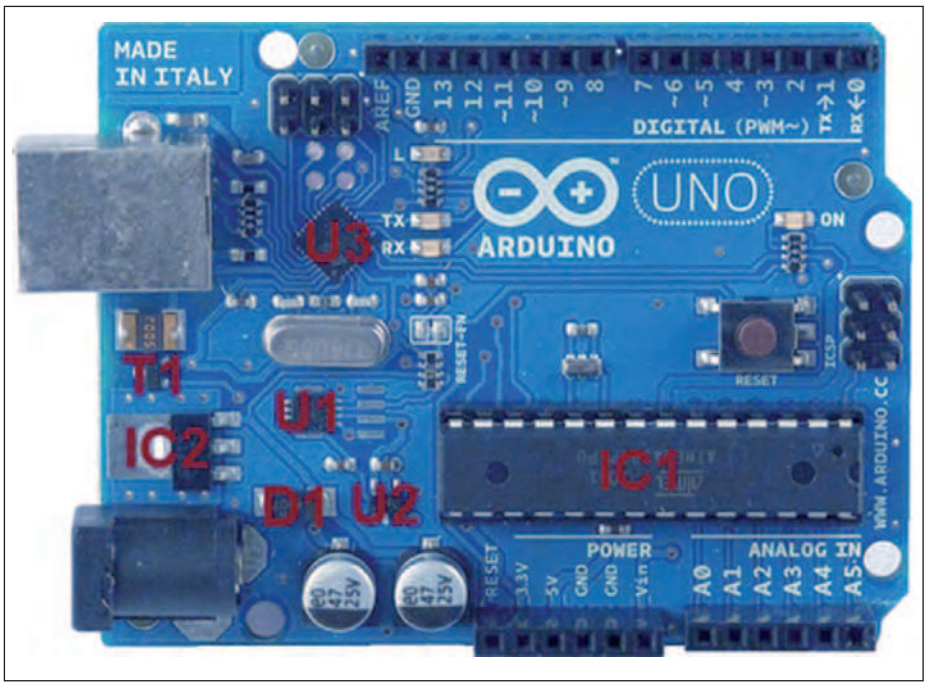


Figura 4: posizione dei componenti citati nel testo sulla scheda Arduino UNO.

connettore POWER.

- Vin: restituisce la tensione applicata dall'alimentatore al plug e può essere usato per alimentare altri circuiti che dispongano già di un regolatore di tensione (ad esempio gli shield applicati al modulo);
- GND: è il contatto di massa (GND);
- 5 V: fornisce i 5 volt prelevati dall'uscita del regolatore interno ed è utile per alimentare altri circuiti compatibili con i 5 volt;
- 3,3 V: questo pin fornisce i 3,3 volt ricavati dal regolatore corrispondente e consente di alimentare circuiti compatibili con tensioni di 3,3 volt (la massima corrente prelevabile e di 150 mA).

INTERFACCIA SERIALE

Per l'interfaccia seriale viene utilizzato un microcontrollore ATmega8U2 in cui è integrato un transceiver USB liberamente programmabile.
In questo modo a differenza del chip della FDTI, per il quale era necessario installare appositi driver, con l'utilizzo dell'integrato ATmega8U2 ciò non è più necessario, perché sono usati i driver comuni della periferica USB già disponibili con il sistema operativo.
La presenza del connettore ICSP1 permette agli utenti avanzati di riprogrammare il processore, trasformando la scheda Arduino UNO in un diverso tipo di dispositivo USB. Per esempio, si potrà usare la scheda come tastiera, mouse, disco driver o come un'interfaccia MIDI ecc. Il clock del processore è fornito di quarzo da 16 MHz Q1.

PROCESSORE

Come visibile nello schema di figura 8, il cuore della scheda Arduino UNO è rappresentato, come nella precedente scheda Arduino 2009, dal processore ATmega328 un microcontrollore ad alte prestazioni con bus a 8 bit prodotto dalla Atmel con architettura di tipo RISC (acronimo di Reduced Instruction Set Computer) le caratteristiche salienti di questo processore sono:

- memoria flash da 32KB ISP con possibilità di lettura/scrittura;
- memoria EEPROM da 1KB;
- memoria SRAM da 2KB;
- 23 porte general purpose di I/O;
- 32 registri di lavoro general purpose;
- tre flessibili timer / contatori con modalità di confronto;
- possibilità d'interrupts esterni e interni;
- una seriale USART programmabile;
- un'interfaccia seriale a 2 fili compatibile I2C;
- una porta SPI seriale;
- 6 convertitori A/D a 10-bit,
- timer watchdog programmabile con oscillatore interno;
- cinque modalità di risparmio energetico selezionabili via software;
- tensione di funzionamento compresa tra 1,8 e 5,5 volt.

LA MEMORIA

Il microcontrollore ATmega328 dispone di 32 kB di memoria di programma, della quale 0,5 kB sono usati per il bootloader. Troviamo poi 2 kB di SRAM (Static Random Access Memory) e 1 kB di EEPROM che possiamo leggere o scrivere utilizzando la EEPROM library.

PIN D'INGRESSO E USCITA

Pin digitali

Ciascuno dei 14 pin digitali presenti sulla Arduino Uno può essere utilizzato indifferentemente come un ingresso o un'uscita, utilizzando le funzioni pinMode(), digitalWrite(), e digitalRead().
Le uscite operano a 5 volt e ogni pin può fornire o ricevere un massimo di 40 mA ed

PER *approfondire...*

- http://www.arduino.cc/ Sito del produttore della scheda Arduino dove trovare informazioni sulla scheda e scaricare l'ambiente di sviluppo.
- http://arduino.cc/playground/MotorControlShieldV3/0 Informazioni sulla scheda controllo motori.
- http://www.dfrobot.com/ Sito del produttore della I/O Expansion Shield.
- http://www.digi.com/ Sito del produttore dei moduli XBee.
- http://www.pololu.com/ Sito del produttore del convertitore DC/DC.

un CONTROLLORE *INdUSTRiALE*

PROGRAMMABILE IN C

Modular Industrial Controller

MOACON

Guarda il video:

MASSIMA *flessibilità* per la TUA applicazione!

- DESIGN MODULARE
- PROGRAMMABILE IN C
- BASATO SU PROCESSORE ARM A 32 BIT
- DOWNLOAD E DEBUG DEL FIRMWARE VIA USB
- AMBIENTE DI SVILUPPO GRATUITO

CODICE MIP 2815394

MODULI DISPONIBILI

digital I/O, RELAY OUTPUT, convertitori Analog-to-Digital e Digital-to-Analog, **CONTROLLO MOTORE**, *Monitoraggio Temperatura*, COMUNICAZIONE RS-232, Ethernet

Distribuito da **elettroshop.com** brilliant electronics since 1998 *info@elettroshop.com – tel. 02 66504794 - www.elettroshop.com*

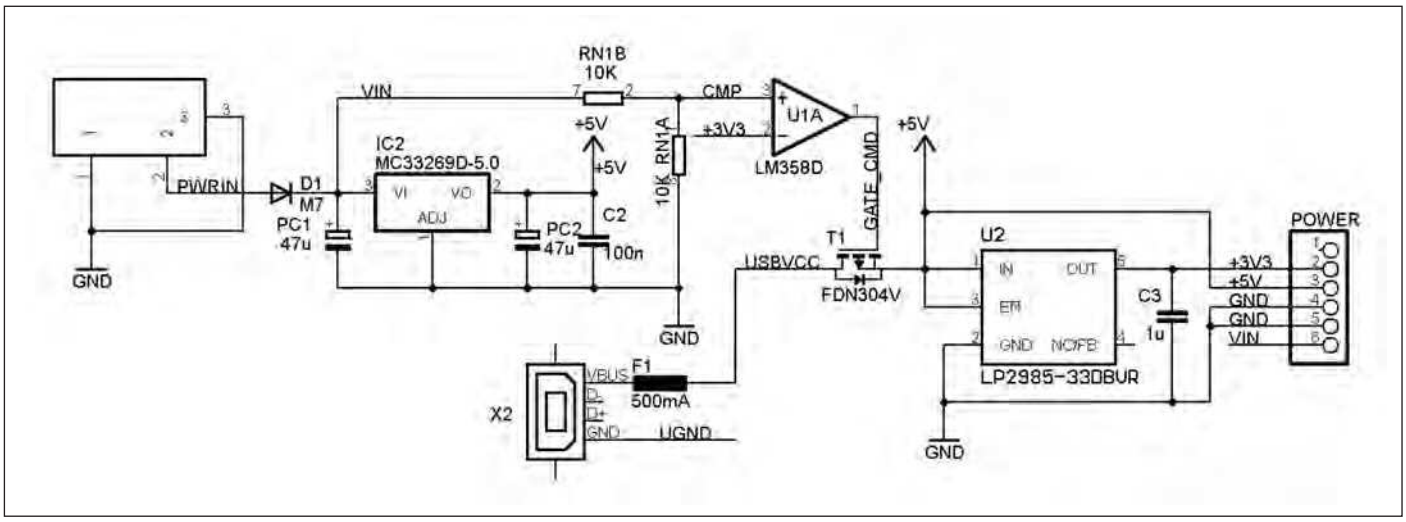


Figura 5: schema sezione di alimentazione.

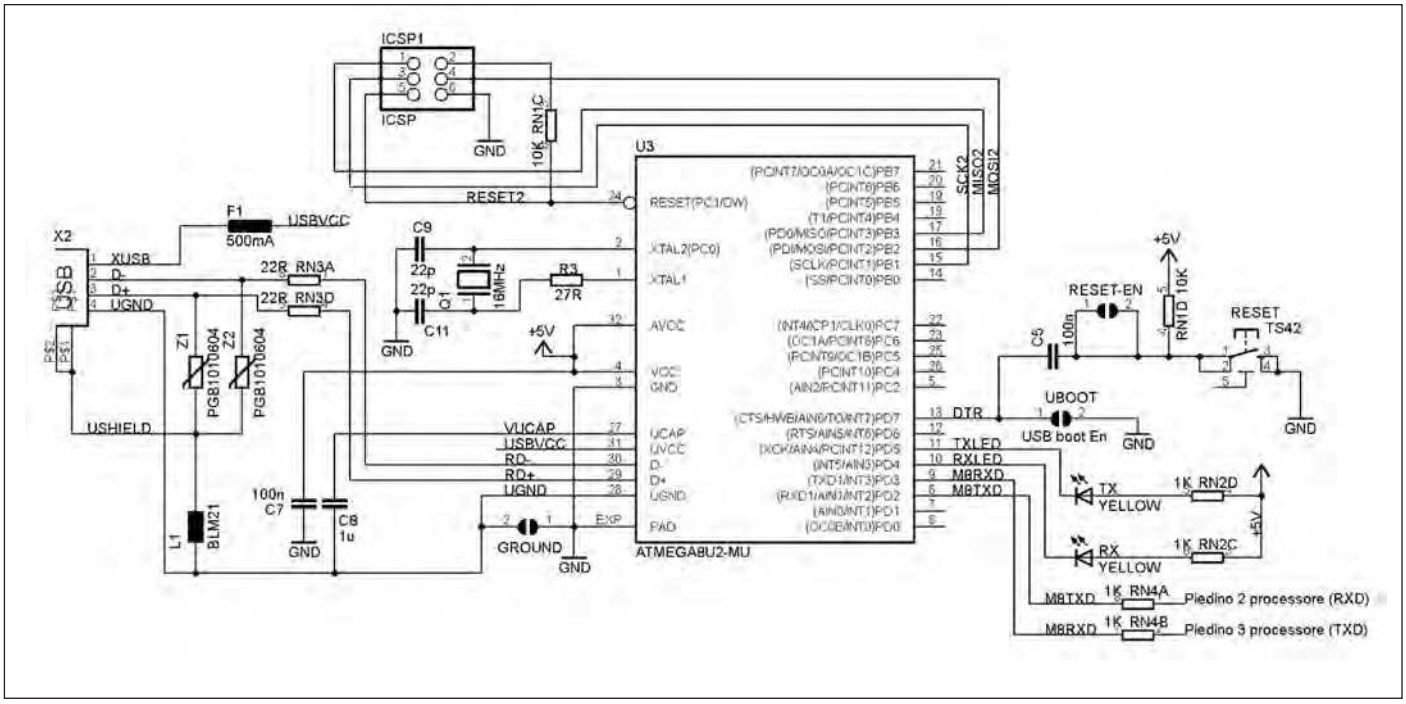


Figura 6: piedinatura del regolatore fisso LP2985-33DBVR – U2.

è dotato di una resistenza pull-up (sconnessa di default) del valore di 20-50 kΩ. Inoltre, alcuni pin hanno funzioni specializzate:

- pin 0 (RX) e 1 (TX): possono essere utilizzati per ricezione (RX) e trasmissione (TX) dei dati seriali TTL. Questi sono collegati ai pin corrispondenti della porta USB-TTL del processore ATmega8U2;
- pin 2 e 3: possono essere configurati come trigger per eventi esterni, come ad esempio il rilevamento di un fronte di salita o di discesa di un segnale in ingresso;
- pin 3, 5, 6, 9, 10 e 11: possono essere configurati via software con la funzione analogWrite() per generare segnali PWM con risoluzione di 8 bit. Tramite un semplice filtro RC è possibile ottenere tensioni continue di valore variabile;
- pin 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK): possono essere programmati per realizzare una comunicazione SPI, utilizzando un'apposita libreria SPI;
- pin 13 è connesso a un LED interno alla scheda, utile per segnalazioni di diagnostica. Quando il livello del pin è HIGH, il LED è acceso, quando il livello del pin è LOW, è spento.

Pin analogici

La Uno ha 6 ingressi analogici etichettati da A0 ad A5, ognuno dei quali fornisce 10 bit di risoluzione (in pratica 1024 valori diversi). Per impostazione predefinita possono misurare una tensione di 5 V riferita a massa, anche se è possibile cambiare l'estremità superiore del loro

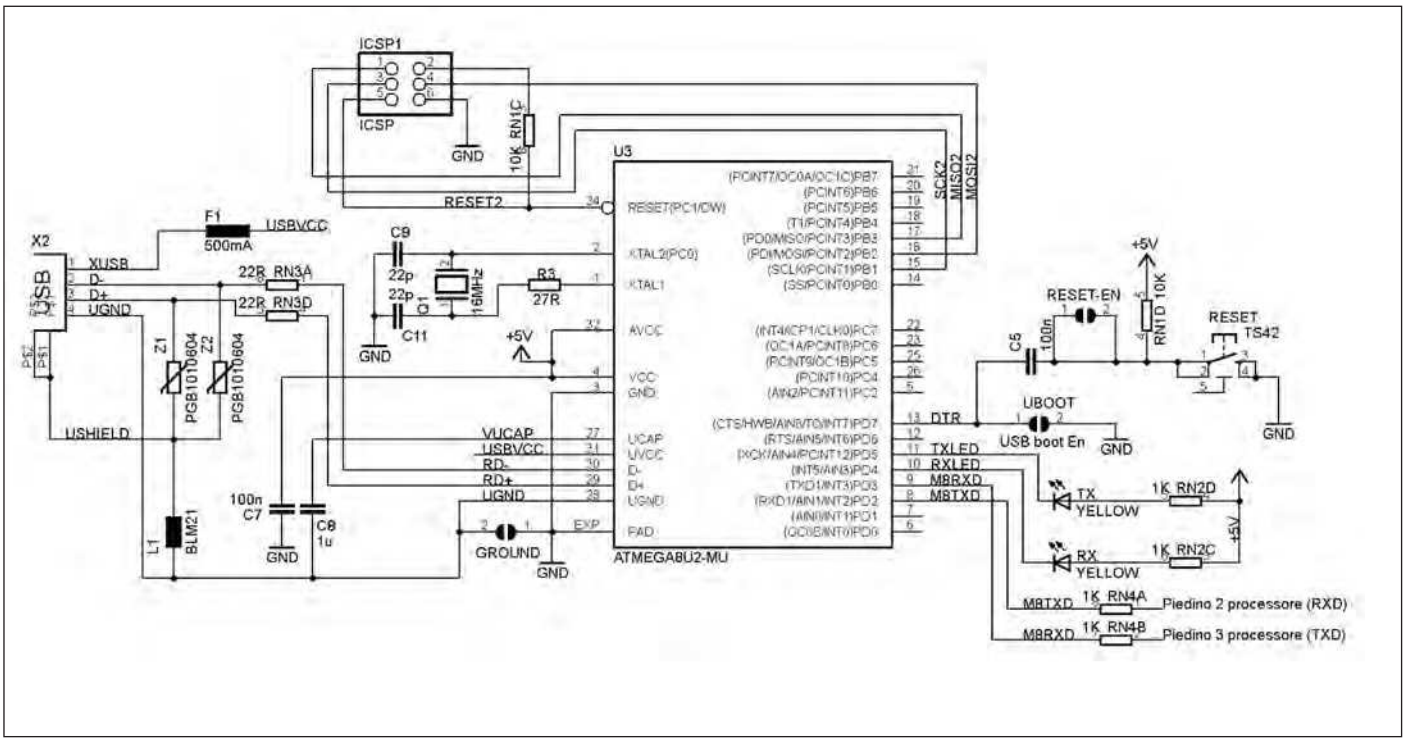


Figura 7: schema elettrico della sezione interfaccia.

intervallo utilizzando il pin AREF e la funzione analogReference().
Inoltre, come per i pin digitali, alcuni piedini hanno funzionalità specifiche:
I pin A4 (SDA) e A5 (SCL) permettono di realizzare una comunicazione nello standard I2C a due fili, in abbinamento alla libreria Wire.

Pin con funzioni specifiche

Alcuni pin presenti sulla scheda hanno funzioni speciali, questi sono:

- AREF: tensione di riferimento per gli ingressi analogici. Utilizzato con analogReference();
- Reset: portando questa linea a livello basso permette di resettare il microcontrollore. Generalmente utilizzato per aggiungere un pulsante di reset sugli shields esterni. La funzione corrispondente può essere attivata anche tramite il pulsante presente sulla scheda Arduino.

SCHEDA CONTROLLO SERVO/COMUNICAZIONE

Per la connessione dei servo del sistema Pan & Tilt della telecamera si utilizza una scheda I/O Expansion Shield V5 (prodotta da DFRobot. Su di essa è stato montato un modulo Xbee (la scheda prevede di default un alloggiamento per questo modulo) che, dialogando con l'analogo posto sulla trasmittente, riceve i comandi inviati ai servo e al modulo motore per l'azionamento dei motoriduttori.
Dall'analisi dello schema generale **(figura 9)** possiamo identificare varie parti che analizzeremo singolarmente. La sezione dedicata all'interfaccia con il modulo XBee, la sezione alimentazione per modulo XBee e l'interfaccia RS485.
Passiamo così all'analisi delle singole parti del circuito.

SEZIONE INTERFACCIA MODULO XBEE

Sulla scheda è presente un apposito zoccolo per l'installazione di un modulo XBee (XBee pro). Vedremo più avanti nell'articolo, la loro descrizione.
Dato che i moduli XBee funzionano a 3,3Volt, mentre il resto del circuito funziona a +5V occorre compiere degli adat-

CODICE MIP 2803043

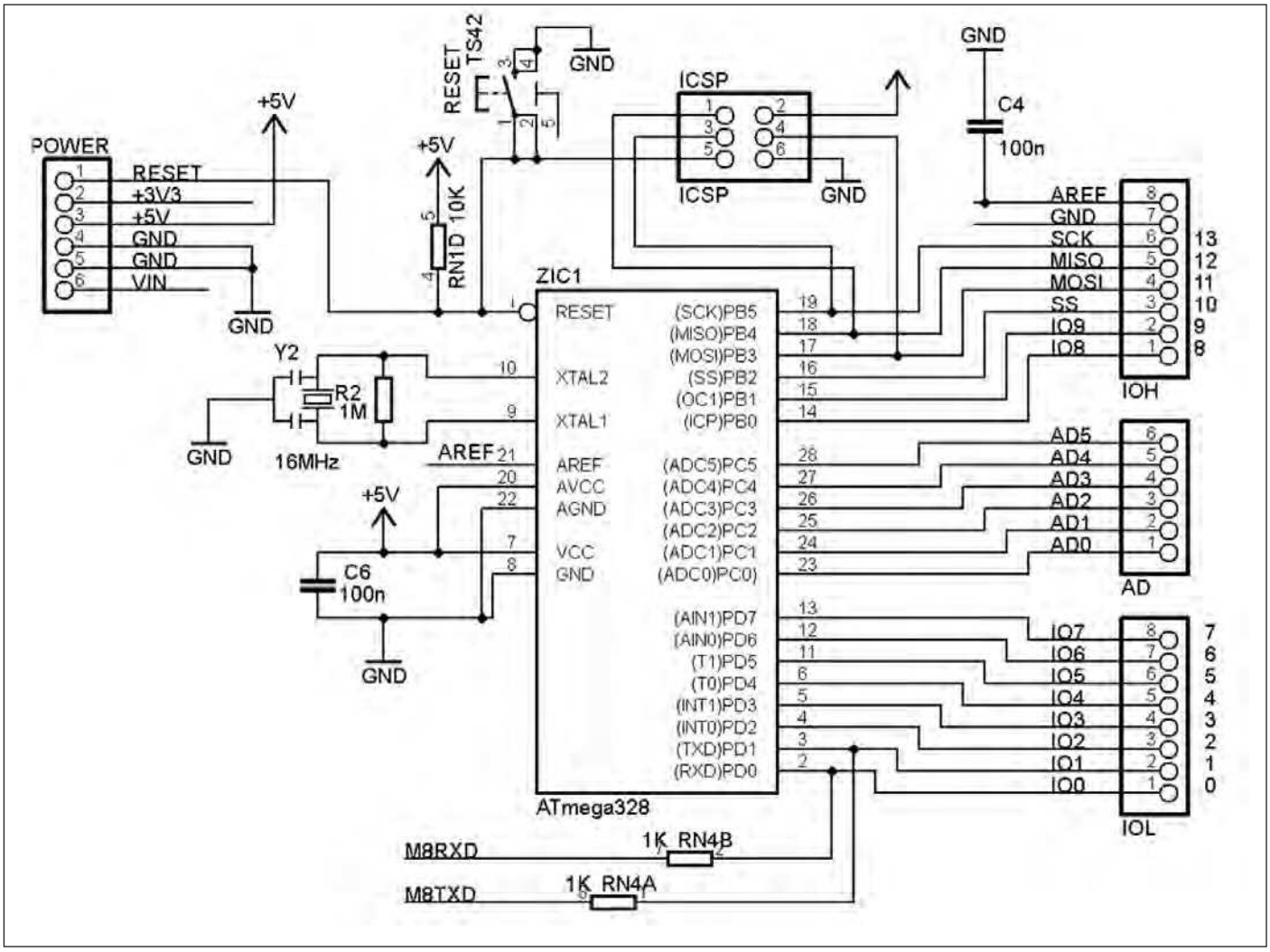


Figura 8: dettaglio sezione processore ATmega328.

tamenti di livello. Per la comunicazione da XBee verso Arduino non è necessario nessun adattamento poiché il processore essendo un dispositivo TTL, riconosce come livello logico alto una qualsiasi tensione superiore a 2 volt, avendo l'XBee un livello logico alto posto a 3,3 volt il problema di adattamento non sussiste. Per i segnali in arrivo verso XBee, invece, dovremo adattare il segnale giacché il livello logico alto è di 5 volt, troppo per i circuiti interni dell'XBee.

La soluzione utilizzata consiste nell'utilizzare un semplicissimo partitore di tensione fatto con due resistenze. Dai valori utilizzati si ricava che dal livello logico TTL alto (5 V), in uscita dal partitore avremo una tensione pari a +3 V.

ALIMENTATORE PER MODULO XBEE.

Per l'alimentazione del modulo XBee, che deve essere di 3,3 V, è presente un apposito circuito che riduce la tensione di 5 V a quella di 3,3 V necessaria al modulo. L'integrato utilizzato è un CX1117-3.3 in contenitore SOT-223, che è un regolatore di tensione fisso in grado di garantire una corrente d'uscita di 1 A. Esso possiede inoltre un basso valore di drop-out che è garantito a un massimo 1,3 V con la massima corrente di uscita.

L'INTERFACCIA RS485 (non utilizzata nel nostro progetto)

Sulla scheda è presente la circuiteria per utilizzare un'interfaccia RS485 in alternativa al modulo XBee.

Il bus di collegamento RS485 è generalmente formato da un cavo con due conduttori attorcigliati (twisted-pair) e una schermatura che collega i vari dispositivi. Un bus formato da due soli fili è un bus detto half-duple. Nulla toglie di raddoppiare il bus portandolo a quattro fili e ottenendo così un bus full-duplex.

Un buon bus RS485 si ottiene restando tra 400 e 500 metri di lunghezza massima. Ovviamente riducendo la velocità del bus è possibile arrivare anche a 1200 m.

La trasmissione è del tipo differenziale, ovvero il segnale, è il risultato della differenza tra le tensioni presenti nei due fili che compongono il bus.

L'integrato utilizzato è un SP485CN-L prodotto dalla Exar Corporation ed è un Half Duplex RS-485 Transceiver con una velocità di trasferimento di 5 Mbps, un'alimentazione a 5 V e basso assorbimento

Sensori per TUTTI

Se il tuo problema è aggiungere e testare rapidamente un sensore con il tuo prototipo, forse non sapevi che Parallax ne fornisce di convenienti e pronti all'uso: accelerometri, temperatura, umidità, GPS e posizionamento, rotazione, distanza, colore e luce, pressione, movimento, gas, suono, e molti altri.

Distribuito da **elettroshop.com**
tel. 02 66504794 - fax 02 66508225
www.elettroshop.com/sensori

PARALLAX INC
www.**parallax**.com
Friendly microcontrollers, legendary resources.™

Parallax ed il logo Parallax sono marchi registrati di Parallax Inc.

CODICE MIP 2815402

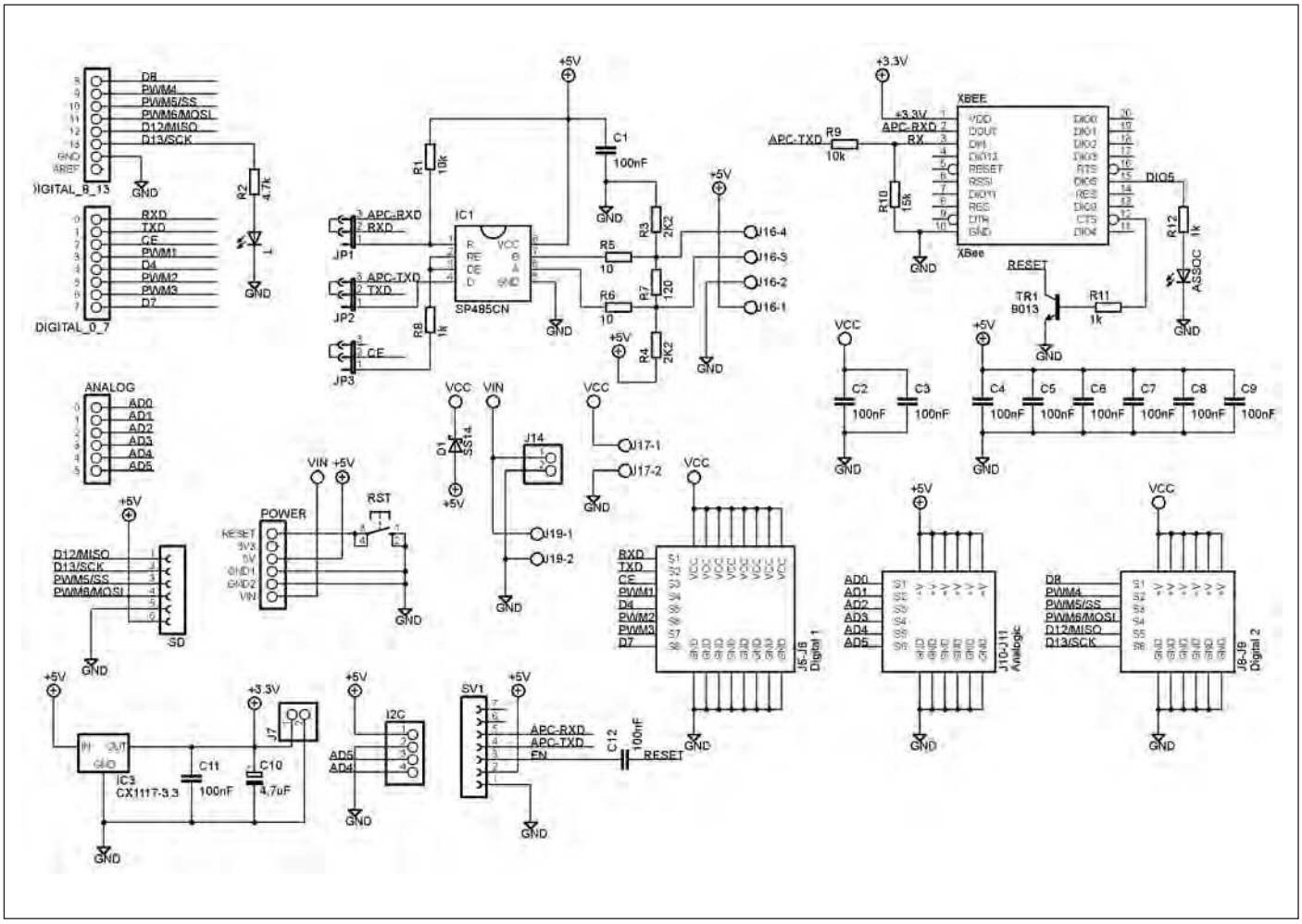


Figura 9: schema generale della I/O Expansion Shield V5.

(900 µA) in contenitore NSOIC-8. I jumper J1-J2-J3 permettono di selezionare se il segnale della seriale di Arduino deve essere connessa al modulo XBee o alla RS 485. Il pin 2 è connesso al pin che abilita la trasmissione/ricezione.
Del circuito fa parte la resistenza R7 (120Ω), l'altra sarà in parallelo all'altra estremità della linea. Troviamo inoltre le resistenze R3 e R4 (2,2 kΩ) che forniscono la polarizzazione.

MODULO XBEE

Il modulo installato sulla scheda I/O Expansion Shield V5 dell'ArduinoBot per la ricezione dei comandi è un modulo XBee serie 1 prodotto da Digi International Inc. Questo modulo è compatibile con ZigBee che implementa interamente il protocollo IEEE 802.15.4. Le connessioni tra i moduli sono aggiornate dinamicamente e ottimizzate se si presentassero condizioni difficili. Si possono trovare attualmente tre versioni dei moduli: la serie 1, la serie 2 e la serie Pro, con caratteristiche crescenti e con le quali è possibile realizzare reti wireless con bassissimi consumi e basso costo.
Questi moduli lavorano con una frequenza operativa di 2,4 GHz e permettono di raggiungere, a seconda del modello, coperture che vanno da 30 m (all'interno di locali) a oltre a 1500 m all'esterno per la versione XbeePRO. Con i moduli XBee è possibile compiere trasmissioni di tipo Point-to-Point, Point-to-Multipoint, Peer-to-Peer sia in modo Unicast sia Broadcast, con velocità che arrivano fino a 250 Kbps. Le ridotte dimensioni permettono altresì un notevole risparmio di spazio e soprattutto implementano una comunicazione seriale come quella presente sulla porta RS232.

SCHEDA MOTORE

La scheda per il controllo dei motori è la Motor Control v 3.0. Questa è ora fuori produzione ma non dovrebbe essere difficile trovarne ancora in commercio, cercando in Rete.
Il progetto della scheda si deve a David Cuartielles, uno dei creatori della scheda Arduino.
La scheda, il cui schema generale è riportato nella **figura 11**, permette il pilotaggio di due motori o di un motore passo-passo. È inoltre presente un circuito per il controllo di un encoder per rilevare la rotazione del motore. Questa parte del circuito non è però utilizzata nel robot ArduinoBOT e i componenti che la formano potranno non essere montati.
Nota: i componenti segnati con * possono non essere montati poiché fanno

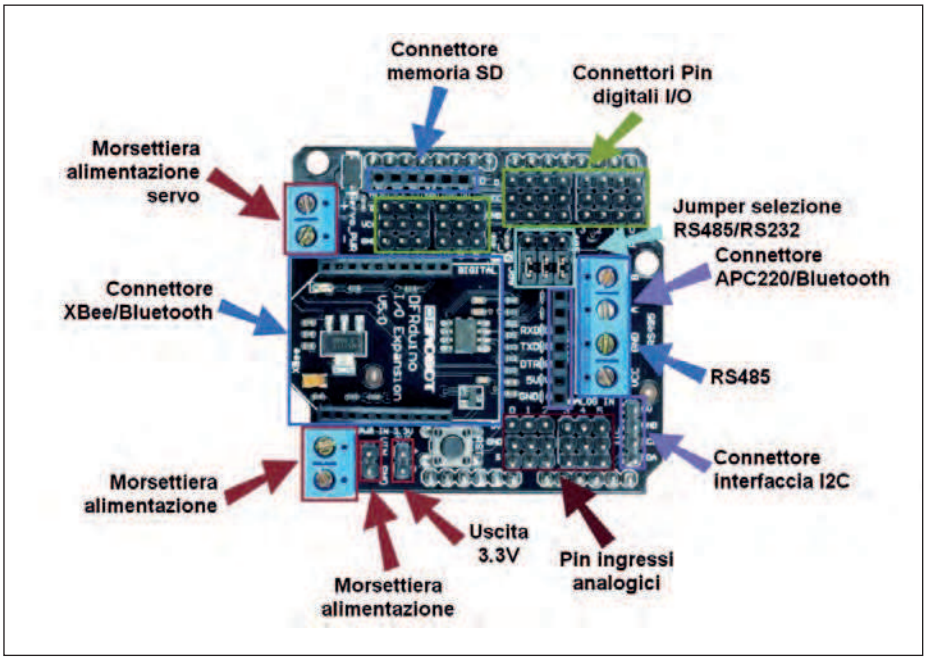


Figura 10: schema sezione interfaccia XBee.

parte del circuito encoder.

SCHEMA PILOTAGGIO MOTORE

In **figura 12** è riportato lo schema della sezione principale del circuito per il pilotaggio dei motori che utilizza come circuito principale un integrato tipo L293D o, in alternativa, un SN754410 pin to pin compatibile.

Questo integrato è un driver a 4 canali di tipo push-pull, nato appositamente per il controllo di motori elettrici funzionanti in continua. Il suo compito è di tradurre il livello dei segnali di pilotaggio provenienti dal microcontrollore in segnali con livelli adatti al pilotaggio del motore.

Tramite questo driver otterremo la corrente necessaria al motore per lo start, lo stop e, tramite il push-pull, la rotazione oraria e antioraria.

Il modello scelto può fornire in uscita una corrente massima per ogni canale di 600

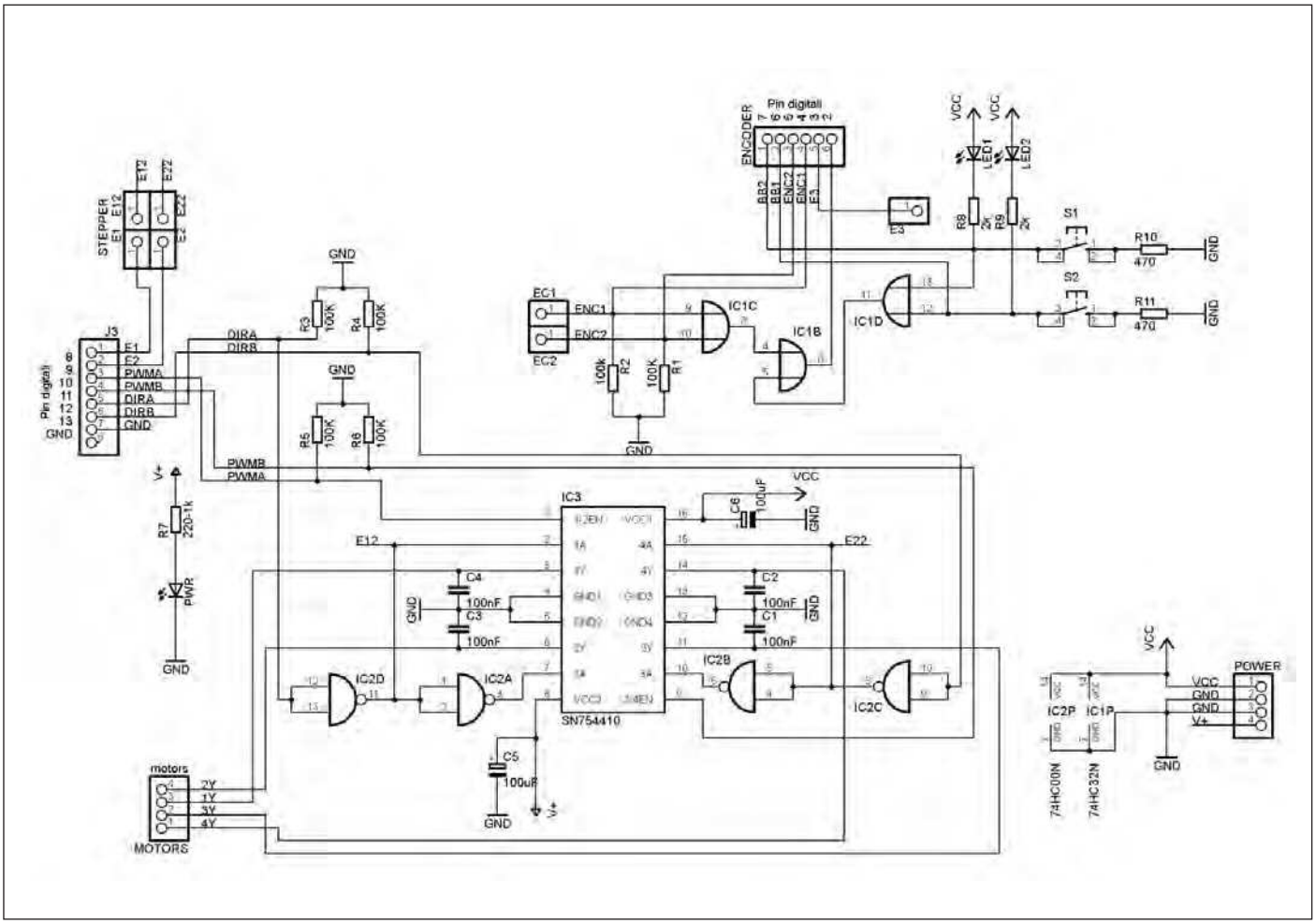


Figura 11: schema generale della Shield Motor Control.

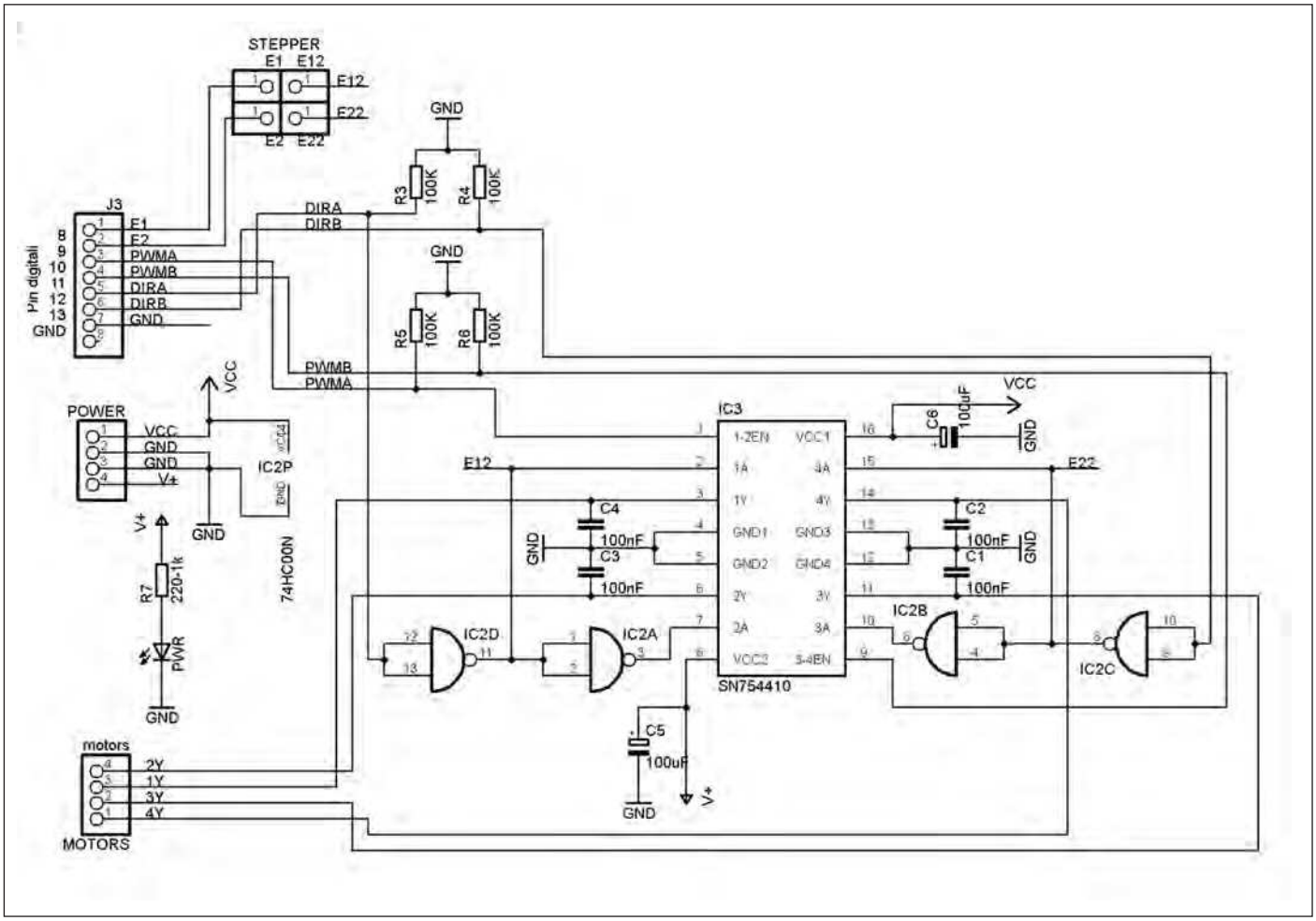


Figura 12: schema elettrico relativo alla sezione MOTORE.

mA con una corrente di picco (non ripetitiva) di 1,2 A, con una massima tensione di alimentazione limitata al valore di Vin
Il circuito integrato in contenitore DIP16 contiene all'interno quattro amplificatori di potenza per il comando di motori in corrente continua o passo-passo (stepper motor).
Sono, inoltre, già presenti i diodi di protezione interni per il ricircolo della corrente.
Gli amplificatori di potenza possono essere usati indipendentemente l'uno dall'altro oppure in coppia per realizzare pilotaggi con configurazione a ponte.
Il controllo del funzionamento degli amplificatori è ottenuto mediante livelli di tensione compatibili TTL (HIGH:+5V, LOW:0V), dunque perfettamente interfacciabili con Arduino.
Per ogni coppia di amplificatori è presente un ingresso di abilitazione (ENABLE) che, se posto a livello logico ALTO ne abilita il funzionamento, se posto a livello BASSO pone gli stessi in stato di alta impedenza. L'integrato è provvisto inoltre internamente sia di una protezione termica sia di una protezione contro i cortocircuiti delle uscite verso massa.
Per l'alimentazione della parte logica è utilizzata la tensione +5 V, sempre fornita dal regolatore presente sull'Arduino.
Per il suo funzionamento, come visibile dallo schema di principio di **figura 13**, sarebbe necessario collegarlo a un processore utilizzando quattro porte, due per motore, più due porte per il controllo dei pin di abilitazione. La soluzione circuitale adottata invece prevede l'utilizzo di porte logiche di tipo NAND contenute all'interno dell'integrato 74HC00N i cui ingressi sono cortocircuitati comportandosi in pratica come porte NOT.
In questo modo, fornendo un segnale logico HIGH a uno degli ingressi, automaticamente avremo un valore LOW sull'altro ingresso, riducendo così il numero di pin necessari al pilotaggio, avendo per ogni motore un pin per la direzione e uno per l'abilitazione.
La scheda ha due linee di alimentazione diverse, +5 V per la logica TTL e "Vin" per alimentare le uscite per i motori.
Entrambe le tensioni derivano da quelle presenti sulla scheda Arduino.

CIRCUITO ENCODER

Come detto in precedenza, sulla scheda è presente una parte di circuito utilizzata per collegare un encoder, e per la gestione di due pulsanti e due led.
Quando si utilizza un motore passo-passo con encoder, un approccio tradizionale consiste nell'utilizzare un pin di interrupt per l'encoder.
Il circuito L293 utilizzato può essere usa-

to per pilotare un motore passo-passo o due motori a corrente continua con controllo della velocità e direzione oppure il controllo di quattro motori DC con direzione fissa.
Questo significa un massimo di quattro segnali generati da encoder, ma sulla scheda sono presenti solo due pin per interrupt esterni. Questi fanno capo ai pin 2 e 3 e sono gestiti con il comando attachInterrupt().
La soluzione circuitale prevede un circuito multiplex del pin di interrupt tramite porte OR contenute all'interno dell'integrato 74HC32.
Ogni volta che uno dei pin degli encoder genera un evento, questo, tramite la porta OR, richiamerà la funzione di interrupt. Tramite la routine di gestione degli interrupt, è possibile leggere i differenti pin e determinare qual è stato quella che ha generato l'evento.
Ecco perché sia i pin encoder sia la porta OR e alcuni pin di I/O sono mappati.
Oltre ai pin ENCODER, etichettati come EC1 ed EC2, esiste in pin E3 che dà l'accesso al pin interrupt 1, che può essere utilizzato per altri controlli.
Fanno parte del circuito due pulsanti e due LED connessi ai pin digitali 6 e 7.

Connessioni pin controllo motore

Il connettore J3 è connesso al driver del motore ed è connesso a sua volta al relativo connettore J3 della scheda Arduino.

Connessioni pin ENCODER

Il connettore ENCODER è connesso al connettore J1 della scheda Arduino.

Jumper STEPPER

I due jumper permettono di utilizzare la scheda per pilotare un motore passo-passo in alternativa al motore CC.
Quando lasciate aperte, le porte logiche gestiranno la velocità di commutazione e la direzione dei motori in corrente continua. Quando è collegato (E1 con E12, ed E2 con E22), il driver IC saranno utilizzati solo come una serie di transistor di potenza per guidare il passo-passo.
In questo modo si collega E1 ed E2 (pin Arduino 8 e 9) a IC3 input 1A e 4A e, tramite IC2, invertito a 2A e 3A.

Connessione MOTOR

Il connettore MOTORS è collegato alle uscite dell'integrato driver.

Connessione POWER

Il connettore POWER è collegato al relativo connettore presente sulla scheda Arduino e fornisce l'alimentazione alla scheda e ai motori.

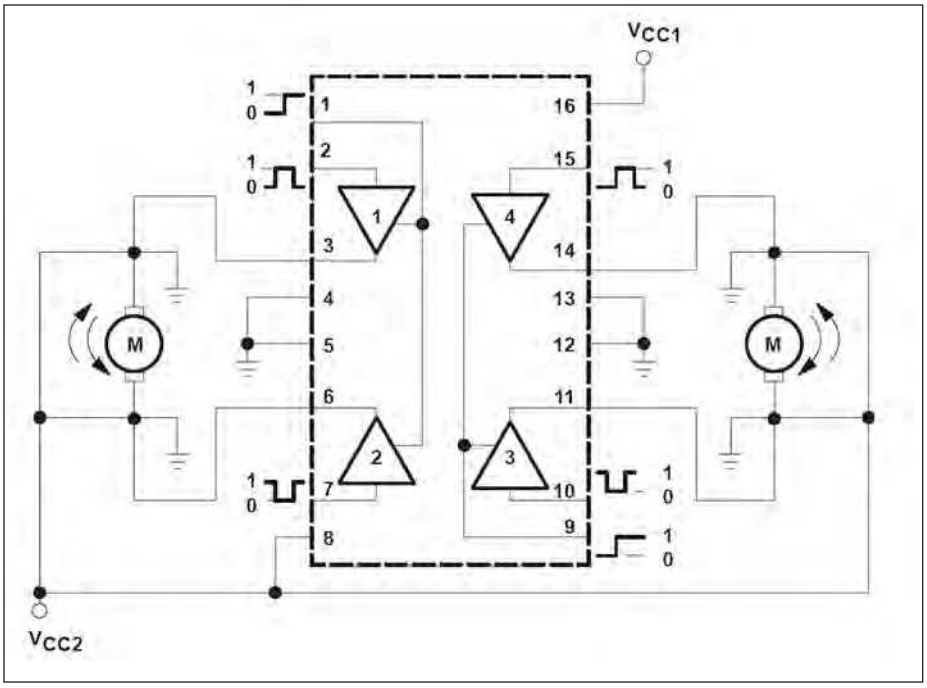


Figura 13: schema di principio del circuito motore.

CONVERTITORE DC/DC

Per elevare la tensione della batteria viene utilizzato un mini convertitore DC/DC prodotto dalla Pololu codice 791 dalle dimensioni particolarmente ridotte, ed è in grado di convertire una tensione continua compresa tra 1,5 e 16 volt in una tensione di uscita compresa tra i 2,5 a 9,5 volt (regolabile tramite trimmer). Il convertitore è basato sull'integrato SC4501 è un regolatore switching di tipo step-up ad alta frequenza di commutazione con la possibilità di fornire in uscita una corrente di 2 A.
La sua alta frequenza di commutazione (fino a 2 MHz programmabile) consente l'utilizzo di un'induttanza di filtro a montaggio superficiale di piccole dimensioni. La possibilità di programmare un soft-start elimina la possibilità di alti picchi di corrente durante l'avviamento. Lo switch interno dimensionato sino a 32 V rende il convertitore adatto per applicazioni ad alta tensione come Boost, SEPIC (SEPIC, acronimo di "single ended primary inductor converter", un tipo di convertitore DC-DC che consente di avere alla sua uscita una tensione maggiore, uguale o minore di quella in ingresso), flyback. La frequenza di funzionamento del SC4501 può essere impostata con una resistenza esterna, rendendo il circuito più flessibile. Altre caratteristiche dell'integrato sono:

- interruttore con bassa tensione di saturazione: 220 mV a 2 A;
- frequenza costante di commutazione in modalità di controllo di corrente;
- frequenza di commutazione programmabile fino a 2 MHz;
- funzione soft-start;
- campo tensione d'ingresso da 1,4 V a 16 V;
- tensione di uscita fino a 32 V;
- arresto con bassa corrente di assorbimento;
- soglia regolabile blocco della sottotensione.

CONCLUSIONI

In questa seconda parte abbiamo analizzato le schede elettroniche che compongono ArduinoBOT. Nel prossimo articolo inizieremo la costruzione vera e propria del robot. ❑

CODICE MIP 2805161

Lo shop dei prodotti Inware Edizioni...

PRIMO PIANO

Abbonamento a Firmware

In occasione del lancio del nuovo layout del sito ufficiale della rivista, Inware Edizioni propone l'abbonamento a Firmware a metà prezzo fino al 31 dicembre! Una buona occasione per abbonarsi all'unica rivista italiana nativa digitale dedicata al mondo dei microcontrollori e dell'elettronica programmabile. Con l'attivazione dell'abbonamento riceverete anche un anno di accesso al Club della rivista, per poter scaricare tutti gli articoli in formato pdf.

ABBONATI SU WWW.FWONLINE.IT PREZZO: € 14,75

NOVITA'

Modulo di riconoscimento vocale

EasyVR è la versione di seconda generazione del famoso modulo VRbot. E' un modulo per il riconoscimento vocale multi-purpose progettato per aggiungere capacità di riconoscimento vocale multi-lingua in modo economico e versatile e virtualmente per qualsiasi applicazione. Il modulo EasyVR può essere usato con qualsiasi host avente interfaccia UART alimentata a 3.3V - 5V, come le board PIC e Arduino.

CODICE: EASY-VR PREZZO: € 47,19

LCD grafico intelligente

NOVITA'

SmartGLCD 240x128 è uno strumento completo per lo sviluppo di applicazioni grafiche embedded utilizzando il PIC18F8722 connesso a un circuito oscillatore a 8MHz. Il modulo si compone di un LCD Grafico a 240x128 pixel (con RA6963C) avente backlight RGB e Touch-Screen.

CODICE: SMARTGLCD PREZZO: € 95,59

NOVITA'

Programmatore per PIC, dsPIC e PIC32

mikroProg è un programmer USB 2.0 con mikroICD hardware e Debugger In-Circuit, con prestazioni da primato e progettazione elegante. mikroProg supporta i Microchip PIC10, PIC12, PIC16, PIC18, dsPIC30/33, PIC24 e PIC32 e più di 520 microcontrollori.

CODICE: MIKROPROG PREZZO: € 107,69

NOVITA'

Compilatore per PIC 12, 16 e 18

mikroBasic PRO for PIC è un compilatore BASIC completo per i microcontrollori Microchip PIC12, PIC16 e PIC18. E' la soluzione migliore per sviluppare codice per i dispositivi PIC. Fornisce IDE intuitivo, potente compilatore con ottimizzazioni avanzate, innumerevoli librerie hardware e software e strumenti aggiuntivi che vi aiuteranno nel vostro lavoro. mikroBasic è fornito con un file di Help adatto e numerosi esempi pronti all'uso disegnati per farvi iniziare fin da subito.

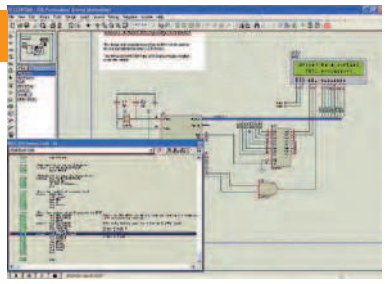
CODICE: MIKROBASIC-PRO-D PREZZO: € 156,09

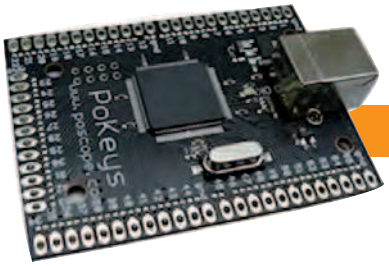
Proteus starterkit

OFFERTA

Proteus Professional PCB Design è una soluzione completa per la progettazione elettronica comprendente uno schematic capture (ISIS Schematic Capture), simulatore mixed mode SPICE (ProSPICE basic simulator) ed un PCB Design (ARES PCB Layout) con autorouting.

CODICE: P-PCB-SK PREZZO: ~~€ 242,00~~ € 181,50





Proteus starterkit

OFFERTA

PoKeys55 è un dispositivo USB di facile utilizzo che combina una simulazione joystick a una tastiera standard e non richiede conoscenze di programmazione complesse. Pokeys55 fornisce 55 I/O digitali (5V tolleranti), 5 inputs analogici (10bits) e 1 output analogico (10bit). Tutti gli I/O sono controllati dal software fornito che permettere di usare l'interfaccia utente grafica o l'interfaccia a console avanzata.

CODICE: POKEY PREZZO: ~~€ 50,82~~ € 43,56

Bundle X

Il bundle è composto dall'abbonamento PREMIUM (o rinnovo) a 11 numeri di Fare Elettronica (ITALY ONLY) e dalle raccolte delle annate di Fare Elettronica (2003-2010), Fimware (2006-2010) ed Elektor (versione italiana 2008-2010).

BUNDLE

CODICE: BUNDLE X PREZZO: € 74,95

BEST SELLER

La nuova scheda EasyPIC7

EasyPIC v7 è la settima generazione della famosa scheda di sviluppo PIC. E' il prodotto di conoscenze accumulate nell'arco di 10 anni e rappresenta lo stato dell'arte nella progettazione, funzionalità e qualità. E' amata dai neofiti e hobbisti così come dai professionisti e utilizzata nell'insegnamento e sviluppo da migliaia di persone. La scheda viene fornita con un PIC18F45K22.

CODICE: EASYPIC7 PREZZO: € 175,45

Lo shop dei prodotti Inware Edizioni... ma non solo!

Usa IEmobile! Abbonamento CLUB Firmware digitale al prezzo del premium!"

Usa IEMOBILE!

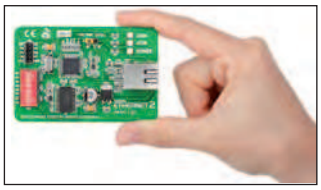
Sottoscrivi un abbonamento CLUB al prezzo del PREMIUM! L'abbonamento CLUB prevede 6 numeri di Firmware Edizione Digitale, compreso 1 anno di iscrizione al Club di Firmware e 1 anno di Fare Elettronica

Driver per motori stepper

La Bipolar Stepper Motor Driver fornisce un microstepping motor driver completo con un translator A3967SLB built-in. E' progettata per operare con motori stepper bipolari in modalità full-, half-, quarter- e eighth-step, con capacità di output drive di 30 V e 750 mA. La scheda include un regolatore di corrente off-time fisso che possiede la capacità di operare in modalità slow, fast o mixed current-decay. Questo schema di controllo di current-decay comporta una riduzione del rumore udibile del motore, precisione dello step migliorata e dissipazione di potenza ridotta.

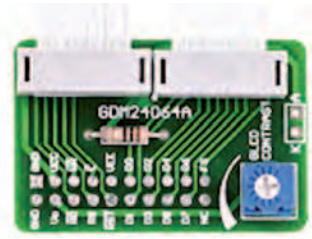
CODICE: EP-BISTEPPER PREZZO: € 25,41

Scheda per applicazioni ethernet



La scheda Serial Ethernet 2 estende i limiti di velocità e flessibilità in applicazioni Ethernet. Possiede l'ultimo controller Ethernet 10/100 Base-T ENC624J600 prodotto da Microchip con MAC & PHY integrati, motori hardware per la sicurezza crittografica e indirizzo MAC preprogrammato dal produttore. La comunicazione avviene attraverso una SPI (Serial Peripheral Interface) standard. Minimo ingombro e facile connettività attraverso il connettore IDC10.

CODICE: EP-S-ETHERNET2 PREZZO: € 39,93



Scheda per LCD grafico

La scheda Adapter GLCD 240x64 è usata per connettere l'LCD grafico 240x64 a qualsiasi scheda di sviluppo. L'adapter include, inoltre, il trimmer di contrasto.

CODICE: EP-GLCD240X64AD

PREZZO: € 10,77

Database di semiconduttori

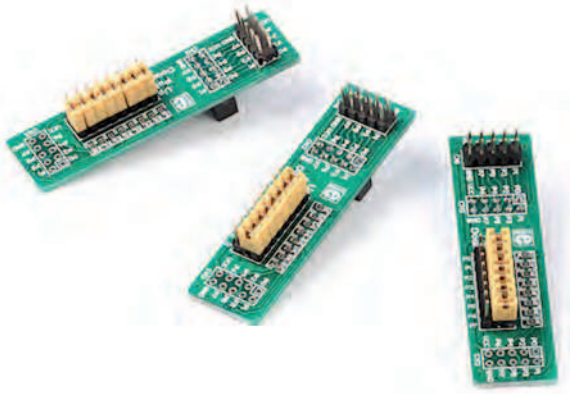
Il database completo di tutti i tipi di semiconduttori su DVD-ROM con un software per Windows® di facile utilizzo. Oltre la ricerca e la selezione per tipo, dispositivo, produttore, case outline, codice SMD e testo descrittivo per tutti i componenti, permette la ricerca parametrica di transistori, diodi, thyristori, triacs, UJTs, DIACS, tetrodi e FET. La nuova versione 2011 aggiornata del database contiene i dati di circuiti integrati, transistori, diodi, FET, thyristori, UJT, amplificatori operazionali, regolatori di voltaggio ecc, tutti con importanti dettagli, nonché l'accesso ai datasheet originali in formato PDF (se disponibili).

CODICE: ECA-403 PREZZO: € 54,33

Scheda pullup/pulldown

La scheda EasyPULL si compone di 8 resistori pullup/pulldown con valori da 10K. La selezione di pullup o pulldown è effettuata tramite il movimento dei Jumper. Questo strumento può essere usato per cambiare un pin a uno stato sconosciuto se non è presente alcun input. La scheda è ideale per proteggere il pin di input e fissare lo stesso su un livello di voltaggio corretto.

CODICE: EASY-PULL PREZZO: € 5,45



prossimamente su Fare Elettronica

COMING...

PRECISIONE TEMPORALE

Nella realizzazione di progetti con i PIC spesso si ha la necessità di realizzare delle temporizzazioni estremamente precise che non sempre sono facili da implementare a livello di programmazione. Ecco alcune tecniche e consigli utili per risolvere questo problema.

CARICABATTERIE ULTRAVELOCE

Un caricabatterie per batterie NiMH e NiCd che utilizza la modalità 'fast': come si può realizzare usando un microcontrollore e dei discreti per controllare a piacimento la ricarica.

MACCHINA DI RIFE

La macchina costruita da Royal Raimond Rife negli anni '20 che prometteva la fine di tutte le malattie. Frutto di una credenza popolare il progetto è ancora attuale ed affascinante a prescindere dalla sua reale efficienza.

COME RISPARMIARE?

Ordinare direttamente tramite internet conviene! Potrai infatti aggiudicarti dei buoni sconto (coupon) con le modalità:

COUPON ABBONAMENTO ONLINE FE E FW

Sottoscrivendo un nuovo abbonamento o rinnovando il proprio online, direttamente tramite IE SHOP, si ha diritto ad un coupon del 15%! **Qualora ci si abbona (sempre on-line) a Fare Elettronica e Firmware insieme il coupon è del 20%!**

COUPON QUIZ "ELETTROQUIZ"

Rispondendo ai Quiz presente ogni mese su Fare Elettronica si avrà diritto ad un coupon del 10%. Tutte le risposte pervenute saranno accuratamente valutate dagli autori dei quesiti e, in caso di risposta esatta (oltre al Coupon) potrai vincere fantastici premi!

COUPON "ACQUISTI PREMIATI"

I tuoi acquisti su www.ieshop.it vengono premiati con un coupon del 10% se il tuo ordine supera i 100 EUR (IVA e spese di trasporto escluse). Ma se il tuo ordine supera i 200 EUR, lo sconto sale al 20%!

IMPORTANTE!

- Il coupon può essere speso **esclusivamente** ordinando sul sito www.ieshop.it
- Il coupon non potrà essere utilizzato in caso di nuova sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento, è invece utilizzabile per tutti gli altri prodotti presenti su www.ieshop.it
- Ogni coupon ha una scadenza, non dimenticarlo!
- Lo slogan "più acquisti più risparmi" pecca senz'altro di originalità, ma in questo caso è molto azzeccato: i coupon sono infatti utilizzabili solo una volta, usalo bene!
- I coupon non sono cumulabili, e vanno utilizzati singolarmente, secondo il criterio cronologico di assegnazione.

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento — BancoPosta

sul C/C n. 70107552 di Euro ____,__

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

ESEGUITO DA:

VIA - PIAZZA

CAP LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE

AVVERTENZE
Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.
La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.
La mancanza o l'inesattezza anche di una sola delle indicazioni richieste comporta il mancato addebito dei pagamenti da cui si compone il bollettino.

CAUSALE

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Accredito — BancoPosta

sul C/C n. 70107552 di Euro ____,__

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

CAUSALE

ESEGUITO DA:

VIA - PIAZZA

CAP LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE
codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE
importo in euro numero conto td

AUT. DB/SISB/E 20017 DEL 11.04.2006

70107552 < 451>

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOPRASTANTE!

AVVERTENZE

Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.

La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.

Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino.

INDAGINE SUI LETTORI

Aiutaci a conoscerti meglio!
Con il tuo aiuto riusciremo ad offrirti una rivista sempre più in linea con le tue aspettative.

COMPILA ONLINE
IL QUESTIONARIO ALL'INDIRIZZO
WWW.FARELETTRONICA.COM/SURVEY

Per ringraziarti per il tuo tempo e la tua cortesia, ti invieremo gratuitamente un bellissimo eBook del valore di **14,52 EUR**!

PRODOTTI

Se vuoi ordinare "offline" ovvero senza usare internet, usa il seguente modulo d'ordine **PRODOTTI**

COD. PRODOTTO	DESCRIZIONE	PREZZO UNITARIO	Q.tà	Totale
			SUB TOTALE	
			SPESE DI SPEDIZIONE	
			TOTALE	

Nota. Se le righe non sono sufficienti, utilizzare più copie del modulo.
Per maggiori dettagli sulle spese di spedizione e i metodi di pagamento vedi retro cartolina.

METODI DI PAGAMENTO

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **CONTRASSEGNO**

FE 318

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ postepay

TITOLARE. . . . . .
NUMERO . . . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, Via Giotto,7 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . . Cognome . . . . . .
Indirizzo . . . . . n° . . . . . .
Cap . . . . . Città . . . . . Prov . . . . . .
Tel . . . . . Fax . . . . . Email . . . . . .
Ragione Sociale . . . . . .
Codice fiscale . . . . . Partita IVA . . . . . .

DATA . . . . . FIRMA . . . . . ☐ Fattura

ABBONAMENTO

Sì, mi abbono a Fare Elettronica

FE 318

☐ Abbonamento TRIAL a 3 numeri di FARE ELETTRONICA a soli € 16,50 anzichè € 18,00
☐ Abbonamento PREMIUM a 11 numeri di FARE ELETTRONICA a soli € 55,00 anzichè € 66,00
☐ Abbonamento PRO a 11 numeri di FARE ELETTRONICA include il Cd dell'annata 2010 a soli € 59,50 anzichè € 96,00

METODI DI PAGAMENTO (per maggiori dettagli vedi retro cartolina)

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **ALLEGO ASSEGNO** (Intestato a Inware Edizioni)

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ postepay

PayPal fare il pagamento su paypal@inwaredizioni.it

TITOLARE. . . . . .
NUMERO . . . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, Via Giotto,7 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . . Cognome . . . . . .
Indirizzo . . . . . n° . . . . . .
Cap . . . . . Città . . . . . Prov . . . . . .
Tel . . . . . Fax . . . . . Email . . . . . .
Ragione Sociale . . . . . .
Codice fiscale . . . . . Partita IVA . . . . . .

DATA . . . . . FIRMA . . . . . ☐ Fattura

ISTRUZIONI PER L'ORDINE E SPESE DI SPEDIZIONE

Il modulo d'ordine dovrà essere compilato in tutte le sue parti ed inviato via posta o via fax ai recapiti indicati sul modulo d'ordine stesso. Gli ordini potranno essere fatti anche direttamente online dal sito www.ieshop.it. In questo caso non sarà necessario inviare il modulo d'ordine. Le spese di spedizione ammontano a euro 8,50 a cui vanno aggiunti euro 3,50 se si sceglie di pagare in contrassegno.

METODI DI PAGAMENTO

Si accettano pagamenti ino in contrassegno, carta di credit, bollettino postale o bonifico all'ordine. Per il contrassegno verrà applicata una spesa aggiuntiva di euro 3,50 per le spese di contrassegno. Forme diverse di pagamento devono essere previamente concordate.

Bonifico bancario

Appoggiato su Poste Italiane IBAN: IT 68 I 07601 01600 000070107552 intestato a Inware Edizioni srl.

Bollettino postale

Versamento sul conto corrente postale n. 70107552 intestato a Inware Edizioni srl. Inviare la ricevuta (o copia) del versamento.

Contrassegno

La merce verrà pagata direttamente al corriere alla consegna della merce. Il pagamento in contrassegno comporta l'addebito di euro 3,50per spese di contrassegno.

Carta di Credito

Il pagamento con carta di credito può essere effettuato specificando i dati della carta via posta, email, web, fax o telefono. Per gli ordini effettuati sul sito il pagamento mediante carta di credito verrà effettuato attraverso una connessione sicura SSL per garantire la massima sicurezza.

TERMINI E CONDIZIONI

Tutti i prodotti sono coperti da garanzia. La garanzia copre tutti i difetti di fabbricazione entro un anno dal ricevimento della merce. Tutti i prodotti non funzionanti per uso improprio o incuria non saranno ritenuti in garanzia e saranno addebitati gli eventuali costi di riparazione. Tutti i prodotti verranno riparati e/o sostituiti direttamente dal produttore. Non sono coperti da garanzia i componenti elettronici (microprocessori, memorie, ecc.) La garanzia dei prodotti si intende F.co ns. sede, le eventuali spese di trasporto sono a carico del cliente salvo accordi diversi. Per dar corso alla riparazione/sostituzione in garanzia è necessario seguire l'apposita procedura di RMA.

PRIVACY

Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Giotto 7 – 20032 Cormano o tramite email all'indirizzo info@inwaredizioni.it

---

ABBONARSI ALLE RIVISTE INWARE EDIZIONI CONVIENE!

I vantaggi per gli abbonati sono, oltre al prezzo bloccato per un anno, la ricezione del numero direttamente a casa con la garanzia di ricevere tutti i numeri. Inoltre un vistoso risparmio che, nel caso dell'abbonamento PLUS, ammonta a ben 36,50 euro. L'abbonamento ha una durata di 12 mesi e comporta l'invio di 11 numeri di Fare Elettronica. Eventuali variazioni di indirizzo andranno comunicate tempestivamente alla Redazione che provvederà a registrare il cambiamento senza alcuna spesa aggiuntiva. L'abbonamento decorrerà dal primo numero raggiungibile alla data di avvenuto pagamento. Non sono previsti rimborsi in caso di disdetta dell'abbonamento.

METODI DI PAGAMENTO

Bonifico bancario

Appoggiato su Poste Italiane IBAN: IT 68 I 07601 01600 000070107552 intestato a Inware Edizioni srl.

Bollettino postale

Versamento sul conto corrente postale n. 70107552 intestato a Inware Edizioni srl. Inviare la ricevuta (o copia) del versamento indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

Carta di Credito

Il pagamento con carta di credito può essere effettuato specificando i dati della carta via posta, email, web, fax o telefono. Per gli ordini effettuati sul sito il pagamento mediante carta di credito verrà effettuato attraverso una connessione sicura SSL per garantire la massima sicurezza.

Assegno bancario

E' possibile spedire un assegno bancario insieme a questo coupon.

Paypal

Inviare il pagamento a paypal@invaredizioni.it.

Firmware

l'unica rivista italiana nativa digitale per i professionisti dell'elettronica e dedicata, principalmente, ai microcontrollori, dispositivi FPGA, componentistica analogica e approfondimenti sulle tecnologie

- non più solo testo ma anche video!
- possibilità di grande interazione per il lettore
- links a tutte le varie risorse aggiuntive
- possibilità di cercare un testo nella rivista corrente e nell'archivio (!)
- possibilità di stampare tutta la rivista o anche solo alcune parti
- possibilità di leggere la rivista offline scaricandola sul PC
- possibilità di leggere la rivista con gli e-reader (compreso iPhone e iPad)
- moltissime riviste in archivio GRATIS per i nuovi abbonati
- abbonamento a partire da € 19.50
- Possibilità di scaricare la rivista in pdf (solo per gli abbonati)

Richiedi la tua copia omaggio qui:
http://mailing.fwonline.eu

CODICE MIP 2815294

La più elevata velocità di aggiornamento è arrivata
Addio oscilloscopi "lenti"

Promozione riservata al mondo educazionale!
Prenota il tuo oscilloscopio InfiniiVision serie 2000 o 3000 e **riceverai gratuitamente** Generatore di funzione incorportato a 20MHz e il Training Kit per gli oscilloscopi

Abbiamo reinventato gli oscilloscopi—A partire da un prezzo inferiore a 1.000 euro*

Gli oscilloscopi della serie InfiniiVision garantiscono una maggiore visibilità del segnale grazie alla tecnologia MegaZoom brevettata. La velocità di aggiornamento fino a 10 volte superiore rispetto a quella di analoghi strumenti permette di scoprire dettagli prima "inafferrabili". La possibilità di catturare anche gli eventi più rari permette di accelerare notevolmente la fase di debug.

Questo è pensare al futuro. Questo è Agilent.

	Agilent 2000X (MSO/DSO)	Agilent 3000X (MSO/DSO)	Agilent 7000B (MSO/DSO)
Ampiezza di banda (MHz)	70-200	100-500	100-1 GHz
Velocità di aggiornamento (max)	50,000	1,000,000	100,000
Dimensioni dello schermo	8.5 in.	8.5 in.	12.1 in.
Generatore di funzioni	Si	Si	No
Applicazioni	3	16	15

CODICE MIP 2811549

Agilent e la sua rete di distributori
Gli strumenti giusti.
Le giuste competenze.
Disponibili da subito.

RS
www.rs-components.com/agilent

Rendetevi conto oggi stesso della differenza
www.agilent.com/find/morescope

© 2011 Agilent Technologies, Inc.

*Tutti i prezzi sono in euro e soggetti a modifiche

Agilent Technologies